

VŠB – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA



Fakulta elektrotechniky a informatiky

Katedra elektroniky



MĚNIČ SE ZVÝŠENOU ÚČINNOSTÍ PRO AUTOMOBILOVÉ APLIKACE

CONVERTER WITH HIGHER EFFICIENCY FOR AUTOMOTIVE APPLICATIONS

Disertační práce

Autor: **Ing. Zdeněk Pfof**

Školitel: **prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.**

Ostrava 2011

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto disertační práci vypracoval samostatně a uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne.....

.....
Ing. Zdeněk Pfof

Poděkování

Dovolte mi, abych tímto poděkoval svému školiteli prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc., za jeho odborné rady, cenné náměty a kompletní vedení nejen při řešení této disertační práce, ale i v průběhu celého studia.

Dále bych rád poděkoval všem členům katedry, včetně doktorandů, za vytvoření příjemného přátelského prostředí, které přispělo ke zdárnému dokončení disertační práce.

V neposlední řadě také děkuji své rodině, přátelům a kamarádům.

Děkuji.

Zdeněk Pfof

Anotace

Disertační práce se zabývá vyhodnocením vlastností měničů s měkkým spínáním pro využití ve strukturách hybridních elektrických vozidel. Jedná se tedy o měniče využívající rezonanční chování pro docílení nižších spínacích ztrát.

V první části disertační práce se nachází obecné seznámení se strukturami pohonných soustav využívající spolupráci palivového článku s ultrakapacitory. Dále je provedeno seznámení s principem funkce a vlastnostmi palivového článku a ultrakapacitorů, včetně nastínění jejich současného využití v elektrických vozidlech.

Úvod do problematiky měkkého spínání je proveden v kapitole 4, kde jsou objasněny principy základních metod měkkého spínání – spínání v nule proudu (ZCS) a spínání v nule napětí (ZVS). Tato kapitola dále nabízí přehled používaných rezonančních topologií, spínacích součástek a komponentů rezonančního obvodu a také metody řízení rezonančních měničů.

V hlavní části disertační práce je proveden detailní rozbor rezonančního chování kvazi-rezonančních měničů, multi-rezonančních měničů a půlmůstkového dvoukvadrantního rezonančního měniče včetně kritériálního vyhodnocení jejich přenosových funkcí.

V poslední části je proveden návrh a dimenzování jednotlivých rezonančních měničů, jejichž funkčnost je dokumentována výsledky numerických simulací z programu PSpice. Kapitola experimentálních výsledků uvádí vybrané specifické vlastnosti rezonančních měničů získané měřením na fyzikálním modelu rezonančního měniče, jež jsou srovnávány s výsledky z numerických simulací.

Klíčová slova

Palivový článek, ultrakapacitor, měkké spínání, spínání v nule napětí, rezonanční měnič.

Annotation

The Ph.D. thesis is dealing with evaluation of properties of soft switched converters for their utilisation in hybrid electric vehicles structures. Therefore, the thesis is concerned with the converters that use resonant behaviour for achievement lower switching losses.

In the first part of the thesis is introduced general description of drive unit structures that uses cooperation of fuel cell and ultra-capacitors. In this section are also shown the properties of fuel cell and ultra-capacitor and their function principles, including their current utilisation in electric vehicles.

The introduction to soft switching is given in chapter 4. There are clarified basic principles of soft switching – zero-current switching (ZCS) and zero-voltage switching (ZVS). Further, the overview of resonant topologies, semiconductor switches, elements of resonant circuits and control methods of resonant converters is provided.

The main part of the thesis is dealing with detailed analysis of resonant behaviour of quasi-resonant converters, multi-resonant converters and bi-directional half-bridge resonant converter, including criterion evaluation of their transfer function.

In the last section is made the design of above mentioned resonant converters. Their functionality is illustrated by simulation results from PSpice software. The experimental results chapter stated the chosen specific properties of resonant converters, which were obtained by measurement at laboratory resonant converter model. The experimental data are compared with simulation results.

Key words

Fuel cell, ultra-capacitor, soft-switching, zero-voltage switching, resonant converter.

OBSAH

SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ	7
CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE.....	10
1 ÚVOD	11
2 KONCEPCE POHONNÉ SOUSTAVY ELEKTRICKÉHO VOZIDLA	13
3 ZDROJE ENERGIE POHONNÉ SOUSTAVY.....	15
3.1 PALIVOVÝ ČLÁNEK PEM	15
3.2 ULTRAKAPACITORY	19
4 TECHNIKY MĚKKÉHO SPÍNÁNÍ	23
4.1 PRINCIP SPÍNÁNÍ V NULE PROUDU (ZCS)	24
4.2 PRINCIP SPÍNÁNÍ V NULE NAPĚTÍ (ZVS)	25
4.3 DC/DC MĚNIČE S MĚKKÝM SPÍNÁNÍM	26
4.4 METODY ŘÍZENÍ DC/DC MĚNIČŮ S MĚKKÝM SPÍNÁNÍM	27
4.5 POROVNÁNÍ METOD SPÍNÁNÍ ZCS A ZVS PRO KVAZI-REZONANČNÍ MĚNIČ.....	28
5 ROZBOR DC/DC REZONANČNÍCH MĚNIČŮ	30
5.1 REZONANČNÍ MĚNIČE PRO JEDNOKVADRANTNÍ PROVOZ	30
5.1.1 Snižovací měnič.....	30
5.1.2 Zvyšovací měnič	34
5.1.3 Snižovací/zvyšovací měnič.....	37
5.2 REZONANČNÍ MĚNIČE PRO DVOUKVADRANTNÍ PROVOZ	41
5.2.1 Snižovací/zvyšovací měnič	41
5.2.2 Půlmůstkový snižovací/zvyšovací měnič.....	48
6 ANALÝZA DC/DC REZONANČNÍCH MĚNIČŮ.....	53
6.1 KVAZI-REZONANČNÍ MĚNIČE	53
6.2 MULTI-REZONANČNÍ MĚNIČE.....	57
6.3 PŮLMŮSTKOVÝ REZONANČNÍ MĚNIČ.....	68
7 NÁVRH A DIMENZOVÁNÍ REZONANČNÍCH MĚNIČŮ	70
7.1 PARALELNÍ KONCEPCE POHONNÉ SOUSTAVY.....	71
7.1.1 Kvazi-rezonanční zvyšovací měnič	71
7.1.2 Multi-rezonanční dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič.....	73
7.2 SÉRIOVÁ KONCEPCE POHONNÉ SOUSTAVY.....	75
7.2.1 Kvazi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič	75
7.2.2 Půlmůstkový dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič.....	77
8 SIMULAČNÍ VÝSLEDKY REZONANČNÍCH MĚNIČŮ	79
8.1 KVAZI-REZONANČNÍ SNIŽOVACÍ MĚNIČ.....	79
8.2 KVAZI-REZONANČNÍ ZVÝŠOVACÍ MĚNIČ	80

8.3	KVAZI-REZONANČNÍ SNIŽOVACÍ/ZVYŠOVACÍ MĚNIČ.....	82
8.4	MULTI-REZONANČNÍ SNIŽOVACÍ MĚNIČ.....	84
8.5	MULTI-REZONANČNÍ ZVYŠOVACÍ MĚNIČ	88
8.6	PŮLMŮSTKOVÝ SNIŽOVACÍ/ZVYŠOVACÍ MĚNIČ	91
9	EXPERIMENTÁLNÍ VÝSLEDKY	94
10	VÝSLEDKY DISERTAČNÍ PRÁCE	98
11	DISKUZE VÝSLEDKŮ DISERTAČNÍ PRÁCE.....	100
12	ZÁVĚR.....	101
	POUŽITÁ LITERATURA	102
	PUBLIKAČNÍ ČINNOST.....	106

SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

EMC	elektromagnetická komptabilita
ESR	ekvivalentní sériový odpor
EV	elektrické vozidlo
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
MOS-FET	unipolární tranzistoru řízený elektrickým polem
MRC	typ rezonanční topologie – „Multi-resonant converter“
PEM	typ palivového článku – „Proton Exchange Membrane“
PEMFC	palivový článek typu PEM
PWM	pulzně-šířková modulace – „Pulse-width modulation“
QRC	typ rezonanční topologie – „Quasi-resonant converter“
QSC	typ rezonanční topologie – „Quasi-square-wave converter“
VD	antiparalelní dioda k výkonovému tranzistoru
VT	výkonový tranzistor
ZCS	spínání v nule proudu – „Zero-current switching“
ZVS	spínání v nule napětí – „Zero-voltage switching“
ZVT	typ rezonanční techniky – „Zero-voltage transition“
C_D	hodnota kapacity rezonančního kondenzátoru C_D
C_N	charakteristický parametr vyjadřující poměr kapacit multi-rezonance
C_{oss}	výstupní kapacita unipolárního tranzistoru
C_r	hodnota kapacity rezonančního kondenzátoru C_r
di/dt	strmost nárůstu proudu
du/dt	strmost nárůstu napětí
f_0	rezonanční frekvence rezonančního obvodu L_r-C_r
f_D	rezonanční frekvence rezonančního obvodu L_r-C_D
f_{rD}	rezonanční frekvence rezonančního obvodu $L_r-C_r-C_D$
f_S	spínací frekvence
I_l	střední hodnota vstupního proudu
$i_{CD}, i_{CD}(t)$	okamžitá hodnota proudu rezonančním kondenzátorem C_D , v čase t
$i_{Cr}, i_{Cr}(t)$	okamžitá hodnota proudu rezonančním kondenzátorem C_r , v čase t
I_D	jmenovitá hodnota drain proudu tranzistorem MOS-FET
I_{db}, i_d	střední a okamžitá hodnota vybíjecího proudu ultrakapacitorů
$i_{D0}, i_{D0}(t)$	okamžitá hodnota proudu nulovou diodou, v čase t
I_{DM}	špičková hodnota drain proudu tranzistorem MOS-FET
I_L	střední hodnota proudu vyhlazovací, zvyšovací cívky
$I_{Lr(max)}$	maximální hodnota proudu rezonanční cívky v době rezonance
$i_{Lr}, i_{Lr}(t)$	okamžitá hodnota proudu rezonanční cívky, v čase t
$i_{VD}, i_{VD}(t)$	okamžitá hodnota proudu inverzní diodou VD, v čase t
$I_{VT(max)}$	maximální hodnota proudu tranzistorem VT
$i_{VT}, i_{VT}(t)$	okamžitá hodnota proudu tranzistorem VT, v čase t

I_Z	střední hodnota výstupního proudu
L_I	hodnota indukčnosti filtrační, zvyšovací cívky
L_r	hodnota indukčnosti rezonanční cívky L_r
M	přenosový parametr rezonančního měniče
P_{cap}	výkon uložený v ultrakapacitorech
$P_{cap(loss)}$	ztrátový výkon na vlastních odporech ultrakapacitoru
P_{FC}	výkon z palivového článku dodaný zátěži
$P_{S(FET)}$	zapínací ztráta unipolárního tranzistoru
P_{UC}	výkon z ultrakapacitorů dodaný zátěži
P_Z	jmenovitá hodnota výstupního výkonu
$P_{Z(max)}$	maximální, špičková hodnota výstupního výkonu
r	zatěžovací parametr rezonančního měniče
$R_{DS(on)}$	odpor unipolárního tranzistoru v sepnutém stavu
R_S, R_P	vnitřní sériový, paralelní odpor ultrakapacitorů
R_Z	hodnota odporu zátěže
T	doba trvání periody
$t_1, t_2, \dots t_6$	časový okamžik $t_1, t_2, \dots t_6$
$T_1, T_2, \dots T_6$	doba trvání intervalu $T_1, T_2, \dots T_6$
t_d	doba trvání vybíjecího cyklu ultrakapacitorů
$tg \delta$	ztrátový činitel kondenzátoru
t_{off}	doba vypnutí spínací polovodičové součástky
t_{on}	doba sepnutí spínací polovodičové součástky
U_I	jmenovitá (střední) hodnota vstupního napětí
U_2	jmenovitá (střední) hodnota výstupního napětí
$U_{CE(sat)}$	napětí tranzistoru v saturaci
$U_{Cr(max)}$	maximální hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru C_r
$U_{Cr(min)}$	minimální hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru C_r
$u_{Cr}, u_{Cr}(t)$	okamžitá hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru, v čase t
$U_{D(max)}$	maximální hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru C_D
$u_D, u_D(t)$	okamžitá hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru C_D , v čase t
$u_{D0}, u_{D0}(t)$	okamžitá hodnota napětí nulové diody, v čase t
U_{DS}	napětí drain-source unipolárního tranzistoru ve vypnutém stavu
U_f	ustálená („Final“) hodnota napětí ultrakapacitorů po přechodném ději
$u_{G(VT)}$	okamžitá hodnota napětí na hradle spínacího tranzistoru VT
U_{max}	maximální hodnota napětí
U_{min}	minimální hodnota napětí
U_{UC}, u_{UC}	střední a okamžitá hodnota napětí ultrakapacitorů
U_Z	jmenovitá (střední) hodnota výstupního napětí
W_C	hodnota energie uložené v kondenzátoru
W_L	hodnota energie uložené v tlumivce
Z_0	impedance rezonančního obvodu L_r - C_r
Z_D	impedance rezonančního obvodu L_r - C_D
Z_{rD}	impedance rezonančního obvodu L_r - C_r - C_D
α	vymezený časový okamžik během rezonance

δ	zatěžovatel – poměrná doba zapnutí
$\delta_{HB(ZVS)}$	zatěžovatel vyjádřený pro půlmůstkový rezonanční měnič
ΔI_L	hodnota zvlnění proudu vyhlazovací, zvyšovací cívkou
ω_0	úhlová rychlost rezonančního obvodu L_r - C_r
ω_D	úhlová rychlost rezonančního obvodu L_r - C_D
ω_{rD}	úhlová rychlost rezonančního obvodu L_r - C_r - C_D

CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE

Cílem disertační práce je analýza činnosti a vyhodnocení vlastností měničů s měkkým spínáním pro využití ve strukturách hybridních elektrických vozidel. Ke splnění tohoto cíle je nutné naplnit následující dílčí cíle.

- ✚ Provést shrnutí stávajícího stavu problematiky měkkého spínání, používaných rezonančních topologií, spínacích součástek a rezonančních komponentů a metod řízení rezonančních měničů.
- ✚ Návrh vhodných topologií měničů pro využití spolupráce ultrakapacitorů a palivových článků.
- ✚ Dimenzování výše uvedených topologií.
- ✚ Podrobnou analýzu rezonančních dějů kvazi-rezonančních měničů typu snižovacího, zvyšovacího a snižovacího/zvyšovacího, multi-rezonančních měničů typu snižovacího a zvyšovacího a půlmůstkového dvoukvadrantního rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče.
- ✚ Kriteriaální vyhodnocení přenosových funkcí výše uvedených rezonančních měničů.
- ✚ Sestavení simulačních modelů výše uvedených DC/DC rezonančních měničů pro ověření jejich funkčnosti.
- ✚ Realizace laboratorního vzorku měniče pro vybrané typy rezonančních měničů.
- ✚ Pro realizované typy provést vyhodnocení vlastností a shody s výsledky modelování.
- ✚ Vyhodnocení vhodnosti pro zamýšlené aplikace.

1 ÚVOD

Oblast výkonové elektroniky pro automobilové aplikace je zatížena několika specifickými požadavky, kterým nemusí být v běžné praxi výkonové elektroniky věnována až taková pozornost. Jedná se zejména o nutnost pracovat s netradičními zdroji elektrické energie (např. palivové články nebo využití ultrakapacitorů jako zdroje špičkové energie) a také zajistit co nejvyšší účinnost zpracování (přeměny) energie. Vysoká účinnost neboli nízké výkonové ztráty jsou zejména pro měniče elektrických vozidel s palivovým článkem stěžejním parametrem, neboť energie vyrobená pomocí palivového článku je velmi drahá, proto by měla být využita hospodárně, tedy s vysokou účinností přeměny. Navíc vyšší ztráty zbytečně zkracují dojezdovou vzdálenost elektrického vozidla a také kladou vyšší požadavky na chladicí systém měniče, čímž zvyšují objem a hmotnost měniče a zároveň snižují jeho výkonovou hustotu.

Navyšování účinnosti ve výkonové elektronice je umožněno především díky vývoji v oblasti polovodičových spínačů, ale i v oblasti materiálů pro pasivní obvodové prvky, které vylepšují vlastnosti kapacitních a induktivních komponentů měničů, a tím dochází ke snižování jejich vlastních ztrát. Na spínacích prvcích dochází ke značným ztrátám nejenom při vedení proudu, ale zejména při dějích spínání a vypínání. Účinnost měniče se tedy dá ovlivnit vhodnou volbou spínací součástky, která vykazuje nízký odpor v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$ (nebo nízký úbytek napětí v sepnutém stavu $U_{CE(sat)}$) a/nebo krátké spínací doby. Krátké spínací doby však přinášejí i nevýhodu ve vyšší strmosti proudů di/dt a napětí du/dt , což se negativně projevuje ve zhoršení EMC měniče – v automobilové technice je toto nepřijatelné.

Další možnost snížení celkových výkonových ztrát měniče spočívá v optimalizaci řízení měničů spojené především se snížením spínací frekvence polovodičových spínačů. V dnešní době je však trendem spínací frekvenci spíše zvyšovat. Při vyšších spínacích frekvencích však spínací ztráty mohou být neúměrně vysoké, což vede k využívání nových rychlých součástek, např. na bázi SiC, které však mají větší úbytky v sepnutém stavu, a proto nejsou pro nízkonapěťové systémy vozidel příliš vhodné.

To nás přivádí na myšlenku redukovat, nebo přímo eliminovat spínací (neboli dynamickou) složku ztrát. Za tímto účelem byly vyvinuty metody měkkého spínání (soft-switching), které v okamžiku zapínání a vypínání polovodičové spínací součástky vytváří podmínky pro spínání při nulovém proudu (zero-current switching – ZCS), nebo nulovém napětí (zero-voltage switching – ZVS). Měníče využívající tyto metody spínání se většinou řadí do skupiny rezonančních měničů.

Vývoj rezonančních měničů probíhá od 80. let 20. století. Cílem vývoje rezonančních měničů je snižování spínacích ztrát při současném zvyšování spínací frekvence. Moderní výkonové spínací součástky umožňují pracovat se spínací frekvencí v řádu stovek kilohertzů. Bez snížení jejich spínacích ztrát by však nebylo možné využít takové vysoké spínací frekvence, neboť nároky na chlazení by byly příliš vysoké. Přitom vyšší spínací frekvence umožňuje zmenšení velikosti magnetických komponent měniče. Proto rezonanční měniče umožňují celkové zmenšení velikosti a tím zvýšení výkonové hustoty měniče. Navíc poskytují efektivní řešení pro zlepšení EMC měniče.

Vlastnosti měkkého spínání a rezonančních měničů budou podrobně rozebrány dále v textu disertační práce, která je primárně zaměřena na návrh a ověření vlastností rezonančních DC/DC měničů pro spolupráci s palivovými články a ultrakapacity.

Disertační práce tedy nejprve pojednává o možnostech uspořádání pohonné soustavy elektromobilu se zakomponováním rezonančních měničů. Následně se zabývá rozbořem vlastností palivového článku a ultrakapacitorů, jelikož s těmito prvky budou navrhované měniče pracovat. Dále se disertační práce věnuje shrnutí stavu problematiky měkkého spínání. Pro vybrané typy rezonančních DC/DC měničů je proveden detailní rozbor spínacího cyklu a také vyhodnocení jejich přenosových funkcí. Poté následuje návrh a dimenzování těchto měničů a ověření jejich funkčnosti na sestaveném modelu pro numerickou simulaci z programu PSpice, což je dokumentováno simulačními průběhy. Uvedeny jsou i výsledky z experimentálních měření na laboratorním fyzikálním modelu rezonančního měniče, která poukazují na určité specifické vlastnosti těchto měničů. V závěru je provedeno vyhodnocení vhodnosti měničů pro zamýšlené aplikace.

2 KONCEPCE POHONNÉ SOUSTAVY ELEKTRICKÉHO VOZIDLA

Pohonnou soustavu elektrického vozidla (elektromobilu či zkráceně EV) lze pro názornost popsat jako jednoduchou energetickou soustavu: zdroj energie – měnič (akční člen) – elektromotor. Jako zdroj energie pro elektromobily lze v dnešní době využít především baterie, palivový článek a také ultrakapacitor jako pasivní prvek s možností uložení velkého náboje pro špičkové odběry.

Palivový článek je velice zajímavou volbou, která by v budoucnu mohla nahradit spalovací motory vozidel, především díky podobnosti v doplňování pohonných hmot. Na druhou stranu, pro moderní koncepci pohonné soustavy EV nelze využít palivový článek jako jediný zdroj energie, jelikož palivový článek z principu své funkce nedokáže přijmout rekuperovanou energii. Palivový článek navíc trpí dalšími nevýhodami (které budou dále rozebrány v kapitole 3.1), pro něž je vhodné doplnit jej vhodným akumulátorem energie, nejlépe ultrakapacitorem. V dalších úvahách je palivový článek využit jako primární zdroj energie, který dodává do zátěže ustálenou (jmenovitou) hodnotu proudu, a ultrakapacity jako sekundární zdroj energie, který dodává pouze špičkové hodnoty proudu do zátěže a ukládá rekuperovanou brzdovou energii. Tím dochází ke spojení zdrojů s vysokou energetickou a vysokou výkonovou hustotou [12]. Ultrakapacity dominují jako pomocný zdroj energie pro EV nejenom díky své vysoké výkonové hustotě, ale také díky vysoké účinnosti nabíjecího a vybíjecího cyklu. Při využití jejich spolupráce s palivovým článkem lze tedy výrazně ovlivnit účinnost celé pohonné soustavy a také snížit finanční náklady provozu vztažené na kilometr jízdy [1].

Pro spolupráci více energetických zdrojů bylo během posledních let vyvinuto několik struktur s cílem docílit požadovaných vlastností pohonné jednotky EV. Pro spolupráci palivového článku s ultrakapacitorem lze využít dvě základní struktury pohonné soustavy – sériové uspořádání (Obr. 2.1) a paralelní uspořádání (Obr. 2.2).

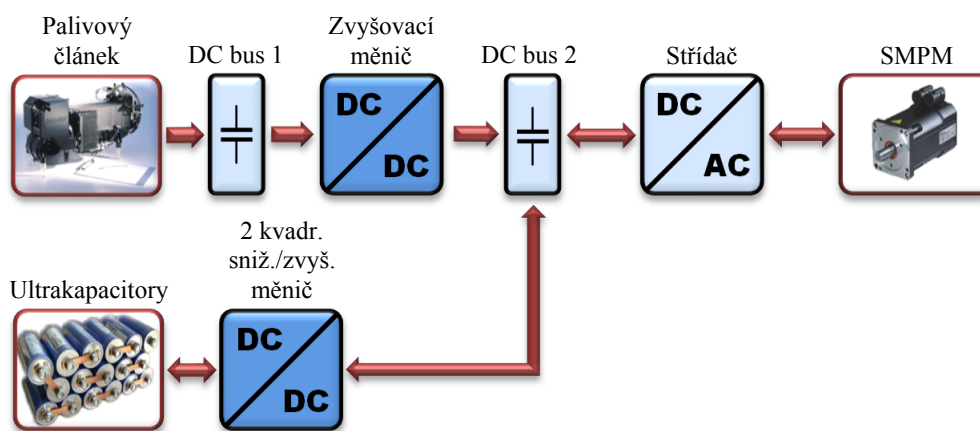


Obr. 2.1 - Sériové uspořádání energetických zdrojů pohonné soustavy

Uvedené struktury pohonných soustav se liší z hlediska zaměření disertační práce především v použitých DC/DC měničích pro spolupráci s ultrakapacitorem. Z blokových schémat lze pozorovat, že ve strukturách je využíván snižující, zvyšující a snižující/zvyšující (neboli invertující) měnič, a to jak pro provoz jednokvadrantní, tak dvoukvadrantní. Na tyto měniče je navíc aplikována technika měkkého spínání – spínání v nule napětí (ZVS). Pomocí ZVS lze dosáhnout vyšší účinnosti DC/DC měničů při současném zvýšení spínací frekvence. Navíc lze zvýšit jejich výkonovou hustotu, tedy zmenšit velikost i hmotnost samotných měničů, což je pro pohonnou soustavu EV žádoucí. Základní principy a funkce měničů s měkkým spínáním jsou popsány v kapitole 4 a následný rozbor a analýza vybraných rezonančních měničů je proveden v dalších kapitolách disertační práce.

Základem obou struktur pohonných soustav je tedy palivový článek typu PEM, jehož výstupní napětí je zvyšováno pomocí zvyšovacího měniče. Na výstupu palivového článku (neboli na vstupu zvyšovacího DC/DC měniče) musí být umístěn stejnosměrný meziobvod (DC bus 1), který umožňuje průchod střídavé složky proudu rezonančních dějů. V sériové struktuře musí být vstupní měnič typu snižovací/zvyšovací, aby i při nižším napětí ultrakapacitorů mohlo být jejich dobíjení z palivového článku řízené.

Dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič je v sériové struktuře začleněn mezi ultrakapacity a střídač pro napájení elektromotoru (synchronního motoru s permanentními magnety). Pro přenos energie z ultrakapacitorů do zátěže pracuje tento měnič jako zvyšovací a udržuje konstantní napětí na stejnosměrném meziobvodu střídače. Snižovací funkci zastává měnič při rekuperaci, kdy dochází k ukládání rekuperované energie do ultrakapacitorů.



Obr. 2.2 - Paralelní uspořádání energetických zdrojů pohonné soustavy

Paralelní struktura využívá také dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič pro práci s ultrakapacity. Tento měnič zastává v pohonné soustavě stejnou funkci.

Při využití paralelní struktury bude tento dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič méně zatížen, jelikož pracuje pouze s proudy ultrakapacitoru a nikoli i s proudy palivového článku. To vede k nižším ztrátám měniče, jelikož vodivostní ztráty na spínacích polovodičových součástkách jsou úměrné kvadrátu proudu. To znamená, že paralelní struktura má z principu vyšší účinnost vzhledem k sériové struktuře.

Při použití sériové struktury pohonné soustavy lze v závislosti na velikosti ultrakapacitorové baterie a vhodném řízení napětí na ultrakapacitorech dosáhnout snáze vyššího výstupního napětí díky postupnému navyšování napětí z palivového článku na napětí na ultrakapacitorech až po napětí na stejnosměrném meziobvodu střídače. Nevýhodou sériové struktury je prostup špičkových proudů téměř celou strukturou tam i zpět s ohledem na jízdu a brzdění vozidla. Ztráty, které jsou úměrné kvadrátu proudu, jsou tak z principu struktury vyšší.

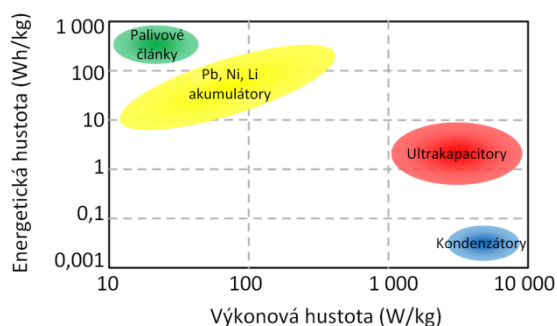
Pohonná soustava je navrhována pro jmenovitý výkon 1,2 kW, což je jmenovitý výkon palivového článku PEM NEXATM Power Module, a špičkový výkon až 2,5 kW (50 V; 50 A), který lze dodat z ultrakapacitorů.

3 ZDROJE ENERGIE POHONNÉ SOUSTAVY

V této kapitole bude proveden popis funkce, rozbor vlastností a aplikačních možností zdrojů energie pro pohonnou soustavu, jejíž koncepce byly představeny v předchozí kapitole. Jedná se tedy o palivový článek typu PEM a ultrakapacitory.

Zejména v posledním desetiletí je palivový článek typu PEM hojně vyvíjenou technologií pro mobilní aplikace malých a středních výkonů, jelikož se jedná o bezemisní technologii. Další výhodné vlastnosti jsou vysoká účinnost (až 60%) ve srovnání se spalovacím motorem a nízká provozní teplota (do 80°C) [5]. Ultrakapacitory jsou také bezemisní technologií. Disponují vysokou účinností (až 98%), a navíc mohou pracovat při záporné teplotě (-40°C až 60°C) [13].

Jednoduché rozčlenění zdrojů energie nabízí poměrový graf (Obr. 3.1 [12]), a to z hlediska energetické a výkonové hustoty. V grafu jsou pro možnost srovnání uvedeny i akumulátory, které jsou nejvíce rozšířeny především v komerčních elektromobilech a hybridních vozidlech. Kondenzátor je v grafu uveden pouze z hlediska zajímavého srovnání s ultrakapacitorem.



Obr. 3.1 – Poměrový graf energetické hustoty a výkonové hustoty pro různé zdroje energie [12]

Vzhledem k nízké energetické hustotě nelze ultrakapacitory použít samostatně jako zdroj energie elektrického vozidla. Pro krátké vzdálenosti to však neplatí, a proto lze ultrakapacitory využít jako samostatný zdroj energie, např. pro autobusy, kdy je na každé zastávce zaručeno jejich dobíjení [2]. Byla vyvinuta celá řada vozidel osobní a městské hromadné dopravy, která plně spoléhají jak na palivový článek, tak na spolupráci palivového článku a ultrakapacitorů [3].

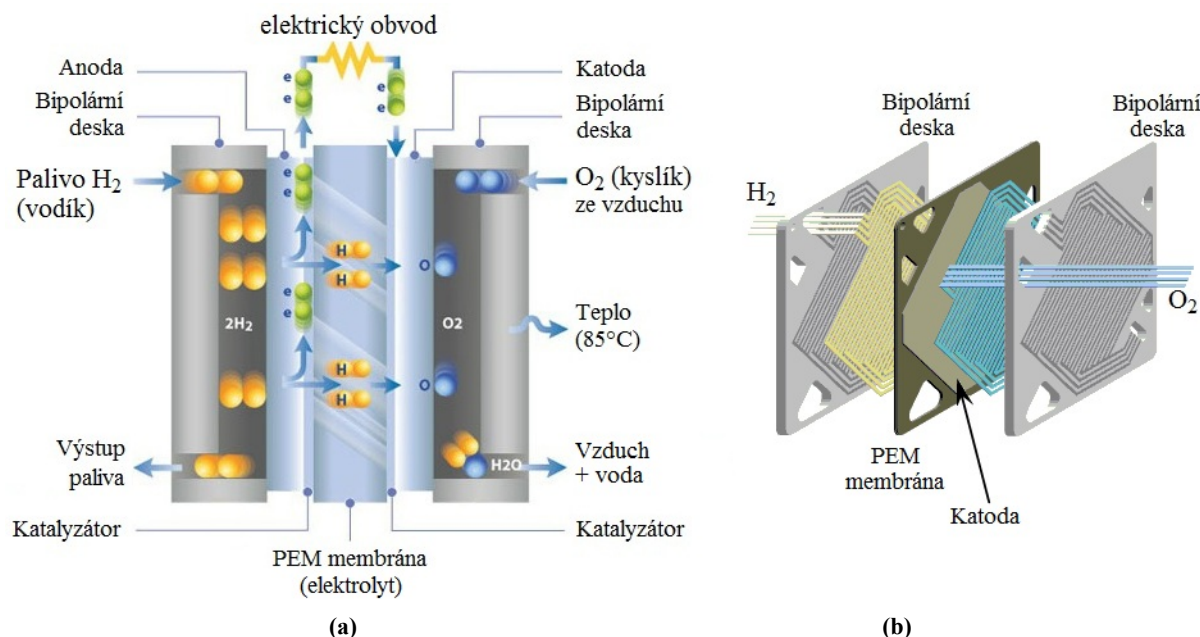
3.1 PALIVOVÝ ČLÁNEK PEM [4]-[8]

Princip palivového článku je znám již od 19. století, kdy nejprve v roce 1838 popsal jako první elektrochemickou reakci vodíku s kyslíkem, při které vzniká elektrická energie a voda, německý chemik Christian Friedrich Schönbein. Na základě jeho teoretického popisu sestavil v roce 1839 Sir William Grove první funkční prototyp palivového článku a následně v roce 1842 prezentoval funkční zdroj elektrické energie sestávající z 50 článků. Poté upadla technologie palivového článku částečně v zapomnění. Oživení se dočkala až v 60. letech minulého století, kdy ve firmě General Electric (GE) vznikl palivový článek PEM (Proton Exchange Membrane), jenž byl následně vybrán do kosmického programu Gemini. V té době se ovšem PEM palivový článek potýkal s funkčními problémy, pro něž byl v následujícím kosmickém programu nahrazen alkalickým palivovým článkem. Tento neúspěch

znamenal pro PEM technologii palivových článků odklad dalšího vývoje až do přelomu 80. a 90. let, kdy byl výzkum opět oživen firmou Ballard Power Systems, která je dodnes jedním z gigantů na trhu s palivovými články.

Výzkum PEM palivového článku probíhá i v dnešní době na mnoha pracovištích, kdy jsou zkoumány možnosti snížení množství platiny na elektrodách při současném zvýšení proudové hustoty elektrod a také nahrazení platiny jinými prvky, které by fungovaly jako katalyzátor. Výzkum se také hojně zaměřuje na zlepšování vlastností stávajících protonově vodivých membrán i bipolárních desek a taktéž na vývoj nových membrán.

Grafické znázornění principu funkce PEMFC (PEM Fuel Cell) zobrazuje Obr. 3.2a [9]. Základem PEMFC je uspořádání anody, polymerové membrány a katody. Toto uspořádání je v anglicky psaných literaturách označováno jako MEA (Membrane Electrode Assembly). Protonově vodivá membrána, která slouží jako elektrolyt, je vložena mezi dvě porézní elektrody (katodu a anodu), jejichž povrch je impregnován platinou, jež slouží jako katalyzátor pro štěpení molekul vodíku. Bipolární desky obsahují z každé strany drobné vodivé kanály, v nichž jsou vedeny reakční plyny, tedy na jedné straně bipolární desky vodík H_2 a na druhé kyslík O_2 . Pomocí bipolárních desek lze tedy sériově spojit více článků a přivádět k elektrodám odděleně reakční plyny v rámci celého zásobníku. Konstrukční uspořádání jednoho článku ukazuje Obr. 3.2b [10].



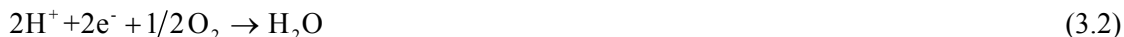
Obr. 3.2 - Palivový článek PEM: (a) princip funkce [9]; (b) konstrukční uspořádání jednoho článku [10]

Funkce palivového článku je založena na přímé transformaci chemické energie na energii elektrickou. K anodě je přiváděna molekula vodíku H_2 , která je pomocí katalyzátoru štěpena na dva protony H^+ a dva elektrony e^- . Tuto reakci na anodě lze zapsat vztahem



Membrána neboli elektrolyt propustí pouze protony H^+ , takže elektrony e^- jsou nuceny procházet vnějším elektrickým obvodem, v němž vykonávají elektrickou práci, a následně se vrací na katodu

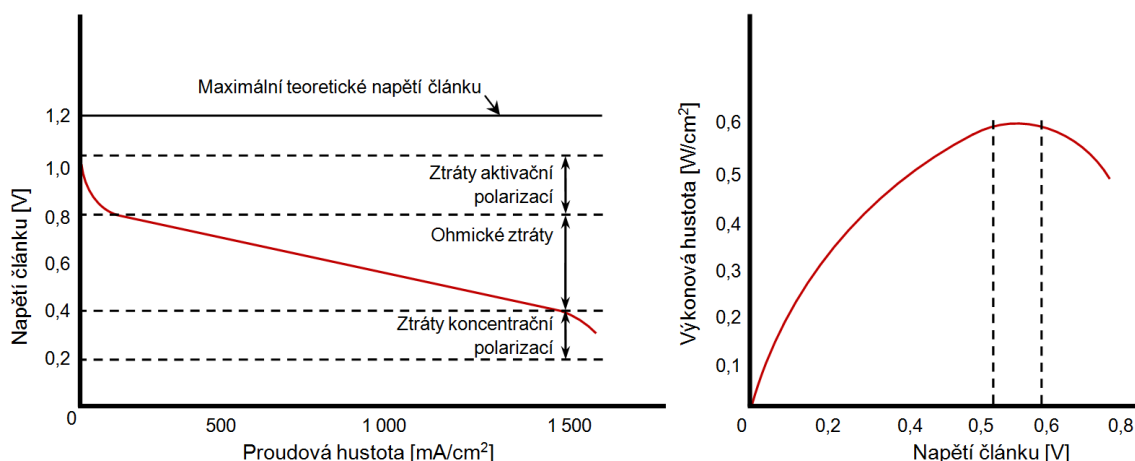
palivového článku. Na katodě dochází k rekombinaci každých čtyř elektronů e^- s jednou molekulou kyslíku O_2 . Tím vzniká záporně nabitý iont, který rekombinuje s kladně nabitými protony H^+ , jež prošly membránou. Produktem reakce je následně voda. Reakci na katodě lze zapsat vztahem



Této reakci odpovídá katodový elektrický potenciál $E = 1,229 \text{ V}$. Tímto je dáno maximální teoreticky dosažitelné svorkové napětí jednoho vodíkového článku, které platí při standardních podmínkách (teplota 25°C a normální atmosférický tlak $101,3 \text{ kPa}$) obou reaktantů (H_2 , O_2). Při těchto podmínkách lze stanovit maximální teoreticky dosažitelnou účinnost jednoho článku, jež činí 83%.

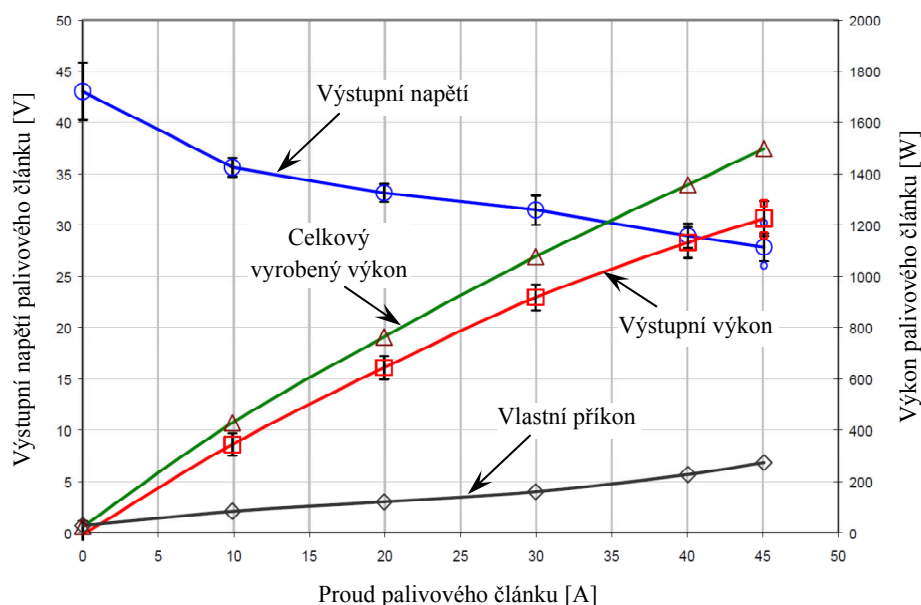
Na hodnotu maximálního teoreticky dosažitelného svorkového napětí jednoho článku tedy působí jak teplota, tak tlak obou reaktantů. Se vzrůstající teplotou reaktantů klesá maximální hodnota svorkového napětí článků. Oproti tomu maximální hodnota svorkového napětí vzrůstá při vyšším tlaku reaktantů.

Na skutečném svorkovém napětí palivového článku se projevují výkonové ztráty při zatížení článku. Obr. 3.3 zobrazuje závislost napětí článku na zatížení (charakteristika vlevo) a také optimální provozní zatížení pro docílení maximálního výkonu článku (charakteristika vpravo).



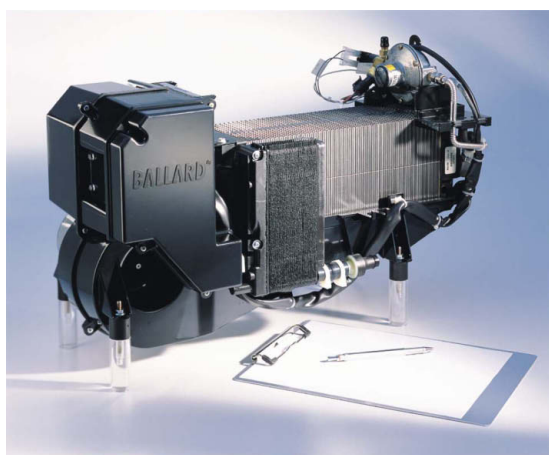
Obr. 3.3 – Zatěžovací charakteristiky jednoho PEM článku při teplotě 80°C a tlaku 300 kPa reaktantů H_2, O_2 [8]

Jednotlivé ztráty vznikající při zatížení článku lze rozdělit na ztráty aktivací, ohmické a koncentrační. Skutečná hodnota napětí naprázdno PEMFC je nižší o 200 až 300 mV oproti maximální teoreticky dosažitelné hodnotě napětí $1,229 \text{ V}$. Tento napěťový pokles je způsoben především nedokonalostí systému elektrod a elektrolytu, přes který uniká malé množství nespotřebovaného paliva a elektronů, které se nezúčastňují reakce. Následně je aktivací ztráta způsobena vlastní chemickou reakcí palivového článku, tedy nucenou reakcí při přechodu ze stavu naprázdno do zatíženého stavu, přičemž dochází k posunu elektrodového potenciálu. Aktivací ztráta a počáteční pokles napětí naprázdno jsou typické pro nízkoteplotní PEMFC. Ohmické ztráty jsou způsobeny vlastní konduktivitou elektrod a celého elektrického obvodu článku a také vlastnostmi elektrolytické membrány (její konduktivity, tloušťky a plochy). Koncentrační ztráty pak vznikají při překročení mezní hodnoty odebíraného proudu. Příliš velké zatížení článku zrychluje chemickou reakci, a reaktanty jsou tudíž spotřebovávány příliš rychle. Tím dojde ke snížení tlaku reaktantů, jejich koncentrace a zpomalení celé reakce.



Obr. 3.4 – Zatěžovací charakteristika PEM NEXA™ Power Module [11]

Na křivce výstupního napětí zatěžovací charakteristiky (Obr. 3.4 [11]) komerčně dodávaného palivového článku PEM NEXA™ Power Module (Obr. 3.5 [11]) od firmy Ballard Power Systems lze pozorovat pokles napětí popsany výše pro jeden PEM vodíkový článek. Charakteristika zobrazuje také výstupní výkon článku. Ten je oproti celkovému vyrobenému výkonu nižší o vlastní příkon článku, který slouží pro napájení řídicích a regulačních obvodů, senzorů, kompresoru a chladicímu systému. Při jmenovitém zatížení je vlastní příkon článku zhruba 250 W. Při jmenovitém pracovním bodu disponuje PEMFC NEXA výstupním výkonem 1,2 kW při napětí 26 V a účinnosti 38% (do výkonu 300 W je maximální účinnost až 50%), zatímco hodnota napětí naprázdno je 43 V. Napětí na jednom vodíkovém článku se pohybuje v rozmezí od 1 V bez zatížení do 0,6 V při jmenovitém zatížení.[11]



Obr. 3.5 – Palivový článek NEXA™ Power Module[11]

PEMFC NEXA není vhodné provozovat dlouhodobě nad jmenovité hodnoty, protože hrozí přehřátí stacku palivových článků. Krátkodobě lze z palivového článku získat proud až 70 A po dobu 5 ms, poté dojde k automatickému vypnutí článku. Jmenovitá provozní teplota stacku je udržována na 65°C, maximální teplota může být 73°C, aby nedošlo k automatickému vypnutí. PEMFC NEXA nelze

provozovat při teplotách nižších než 3°C, tehdy nedovolí vlastní diagnostika článku jeho spuštění. Jestliže je teplota okolí menší než 30°C, považuje se toto za tzv. studený start článku, při němž je minimální čas pro docílení jmenovitého výkonu ze studeného startu 2 minuty. Při teplotě okolí nad 30°C poskytuje článek jmenovitý výkon za dobu 15 sekund. Dynamika článku také neoplývá zrovna ideálními parametry, jelikož přechod ze stavu naprázdno do ustáleného jmenovitého zatížení trvá přibližně 500 ms.[11]

Zejména pro tyto nevýhody je vhodné doplnit palivový článek vhodným akumulátorem energie, jenž disponuje vysokým okamžitým výkonem a dynamikou.

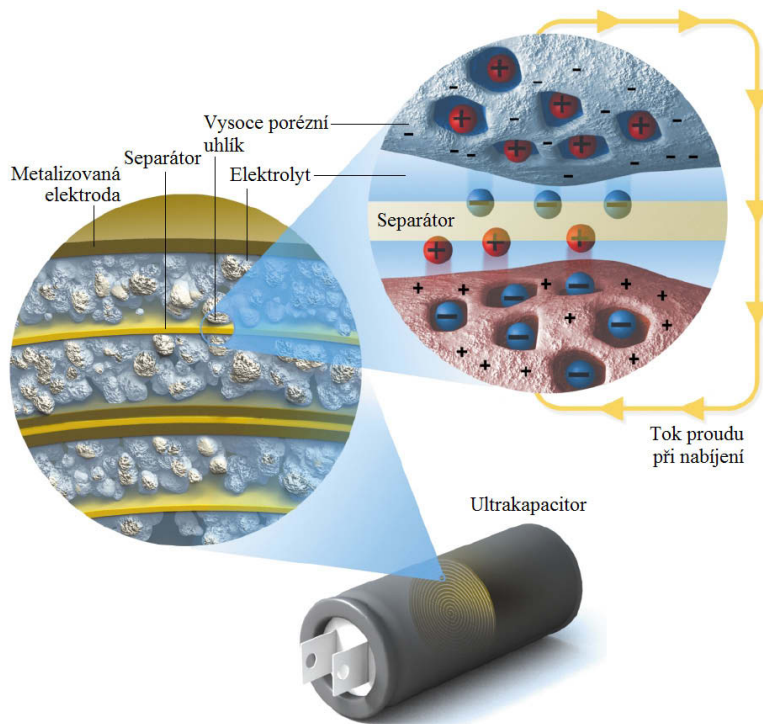
3.2 ULTRAKAPACITORY [12]-[16]

Ultrakapacitor (také známý jako superkapacitor, dvouvrstvý kondenzátor či elektrochemický kondenzátor) je polarizovaný kondenzátor, který vyniká jako zdroj energie v mnoha aspektech. Především se jedná o vysokou výkonovou hustotu (až 7 kW/kg), vysokou účinnost (až 98%), dlouhou životnost (více než milion cyklů), krátkou dobu nabíjení a schopnost pracovat v širokém rozsahu teplot. Ultrakapacitor je navíc šetrný vůči životnímu prostředí, protože neobsahuje těžké kovy nebo toxické materiály. Energie v ultrakapacitoru je uskladněna ve formě elektrostatického pole, nedochází tedy k žádné elektrochemické přeměně energie jako u jiných zdrojů. Na druhou stranu jsou ultrakapacitory zatíženy nevýhodami, jako jsou vysoká pořizovací cena a nízká energetická hustota (ve srovnání s lithiovými bateriemi).

První prakticky ověřený princip elektronické součástky využívající uskladnění náboje ve dvou vrstvách vznikl pod vedením vývojového inženýra H. I. Beckera ve společnosti General Electric roku 1957. Tento první princip ovšem nebyl dostatečně praktický, protože vyžadoval ponoření obou elektrod do nádoby s vodným elektrolytem. S novými možnostmi a materiály byl následně roku 1962 inovován princip součástky, který se stal základním konceptem dnešních ultrakapacitorů, chemikem R. A. Rightmirem ve společnosti Standard Oil of Ohio. Standard Oil nedokázala komercializovat svůj vynález, a proto roku 1978 postoupila licenci společnosti NEC Corp., která uvedla na trh součástku pod názvem superkapacitor, jejíž první využití bylo jako záložní zdroj napětí pro počítačové paměti. Technologie ultrakapacitorů byla a je stále závislá na vývoji v oblasti materiálového inženýrství, proto se během posledních 30 let neustále vyvíjela. Bylo vyvinuto několik generací ultrakapacitorů, které našly různé uplatnění od drobné elektroniky malých výkonů až po dnešní výkonové energetické zásobníky s vysokou účinností pro elektrická a hybridní vozidla.

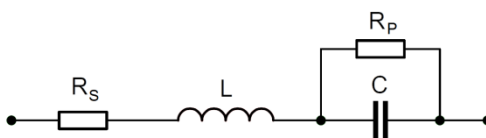
Princip funkce ultrakapacitoru (Obr. 3.6 [15]) spočívá ve velké ploše elektrod, které jsou tvořeny ze zrn práškového uhlíku naneseného na hliníkovou fólii. Tím vzniká vysoce porézní elektroda s povrchem až 2000 m²/g. Dvě elektrody jsou odděleny separační fólií z polypropylenu nebo celulózy o tloušťce v řádech nanometrů. Jestliže je k elektrodám připojen zdroj napětí, elektrony se okamžitě začnou akumulovat v uhlíku, který pokrývá záporně polarizovanou elektrodu. Tyto elektrony přitahují kladné ionty z elektrolytu a ty se následně usazují v pórech uhlíku záporně polarizované elektrody. Na kladně polarizované elektrodě dochází zároveň k opačnému ději, tedy v uhlíku se akumulují kladné náboje, které z elektrolytu přitahují do pórů uhlíku záporně nabití ionty. Kladně i záporně nabití ionty tedy volně prochází separační fólií. Tím jsou vytvořeny dvě vrstvy (proto označení dvouvrstvý kondenzátor) se stejným substrátem a stejnými elektrickými vlastnostmi, ovšem s rozdílnou polaritou nábojů. Prostor mezi elektrodami je vyplněn většinou organickým elektrolytem,

který je tvořen ionty kvartérní soli přidávanými do organického rozpouštědla (obvykle acetonitril). Šířka prostoru mezi elektrodou a separátorem je závislá na velikosti iontů v elektrolytu, ale obvykle je menší než 1 nanometr. Kapacita ultrakapacitoru je pak přímo úměrná velikosti ploše elektrod a vzdálenosti jednotlivých zrn uhlíku a nepřímo úměrná vzdálenosti elektrod. Pracovní napětí ultrakapacitoru je limitováno především použitým elektrolytem. Pro vodný elektrolyt je pracovní napětí obvykle limitováno na 1,23 V, zatímco pro organický elektrolyt se pohybuje od 2,5 do 3 V.



Obr. 3.6 – Vnitřní uspořádání ultrakapacitoru [15]

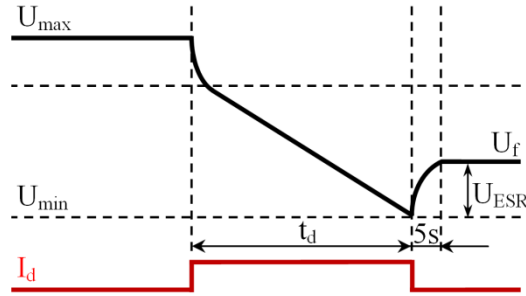
V dnešní době se výzkum okolo ultrakapacitorů zaměřuje především na pokročilé materiály, které by mohly být v budoucnu použity pro elektrody. Elektrodový materiál (uhlíková zrna) neboli technologie elektrod určuje ze 70 až 80 procent výkonnost ultrakapacitoru a více než z poloviny určuje cenu ultrakapacitoru. Elektrodový materiál určuje především kapacitu, tedy energetickou hustotu ultrakapacitoru. Dále ovlivňuje celkový ESR ultrakapacitoru, jenž je také ovlivněn vodivostí elektrolytu. Proto je nejvíce jako elektrolyt používán acetonitril, který má velmi nízkou iontovou rezistivitu (zhruba 15 Ω/cm). Jedná se ovšem o vysoce hořlavou kapalinu, která při hoření uvolňuje kyanovodík. Proto je v rámci výzkumu také hledána náhrada za acetonitril.



Obr. 3.7 – Náhradní obvodové zapojení ultrakapacitoru prvního řádu

Pro základní objasnění chování ultrakapacitoru v elektrickém obvodu lze použít běžné náhradní obvodové zapojení kondenzátoru (Obr. 3.7). R_s se nazývá ekvivalentní sériový odpor (ESR) a přispívá ke ztrátám při nabíjecích a vybíjecích cyklech. R_p reprezentuje energetické ztráty

samovybíjením ultrakapacitoru, které lze při teplotě 25°C zanedbat, jelikož maximální hodnota proudu při samovybíjení je 6 mA. Vlastní indukčnost L je tvořena zejména vlastní konstrukcí ultrakapacitoru a její hodnota je většinou velmi malá, pohybuje se v desítkách nH. Přesto ji nelze zanedbat při práci ultrakapacitoru se strmými proudovými impulsy při vysokých frekvencích, jak je ukázáno v [IX]. Následně C reprezentuje vlastní ultrakapacitor. Pro přesné stanovení chování ultrakapacitoru se používají složitější obecné modely, které jsou založeny na více paralelně spojených RC větvích s různou časovou konstantou, jež je rovna celkové časové konstantě ultrakapacitoru. Porovnání obecných modelů a širší pojednání o tomto problému přináší např. literatura [17].



Obr. 3.8 – Diagram vybíjení ultrakapacitoru [16]

Při přechodovém ději vybíjení/nabíjení ultrakapacitoru se nejvíce projevuje napěťový úbytek na ESR a také jeho vlastní indukčnost, jak lze pozorovat z Obr. 3.10. Proto je doporučeno po přechodovém ději vyčkat zhruba 5 sekund a poté určit napětí na ultrakapacitoru. ESR lze následně určit dle vztahu

$$ESR = (U_f - U_{min}) / I_d \quad (3.3)$$

Dodanou energii během vybíjecího cyklu lze zapsat vztahem

$$\Delta W = 0,5 \cdot C (U_{max}^2 - U_f^2) \quad (3.4)$$

Ačkoli lze z principu ultrakapacitory vybíjet až na nulové napětí, z hlediska optimálního využití energie při současném udržení vysoké účinnosti ultrakapacitorů se doporučuje vybíjet ultrakapacitory na hodnotu napětí $U_f = U_{max}/2$. Následně lze dle vztahu (3.4) při vybíjení z U_{max} na $U_{max}/2$ dodat zátěži až 75% energie uložené v ultrakapacitorech. Odebraný výkon z ultrakapacitorů P_{cap} lze určit dle vztahu

$$P_{cap} = P_{UC} + P_{cap(loss)} = i_d u_{UC} + i_d^2 ESR \quad (3.5)$$

P_{UC} je výkon dodaný zátěži a $P_{cap(loss)}$ je ztrátový výkon na ultrakapacitoru. Hodnoty vybíjecího proudu i_d a napětí ultrakapacitorů u_{UC} jsou během vybíjecího cyklu proměnné, což znamená, že s klesajícím napětím bude ve stejném poměru narůstat i proud, který následně na ESR ultrakapacitoru vytváří ztrátový výkon. Celkový ESR je závislý na počtu n sériově a/nebo m paralelně spojených článků.

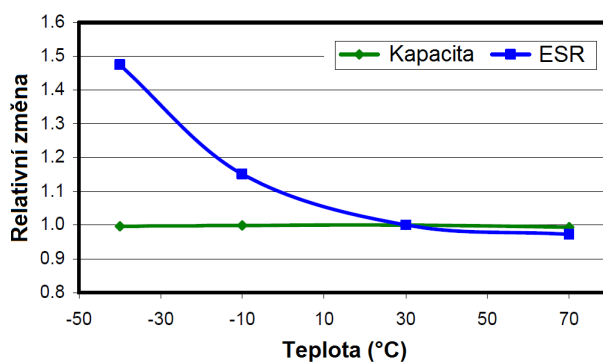
$$ESR_{total} = ESR_{cell} \frac{n}{m} \quad (3.6)$$

Jelikož ultrakapacitory používáme především jako zdroje výkonu, je potřeba dle požadovaného výkonu volit maximální napěťovou hladinu ultrakapacitorů, poté např. dle vztahu (3.5)

určit minimální napěťovou hladinu tak, aby nebyl především překročen mezní proud ultrakapacitoru, a také s ohledem na ztrátový výkon v ultrakapacitoru v přeneseném významu na jeho účinnost. Následně volíme množství kapacity s ohledem na požadavek dodávané energie do zátěže dle vztahu (3.4), neboli po jak dlouhý časový okamžik lze požadovaný výkon odebírat – dle vztahu (3.7).

$$t_d = C \cdot \frac{P_{cap}}{I_d^2} \quad (3.7)$$

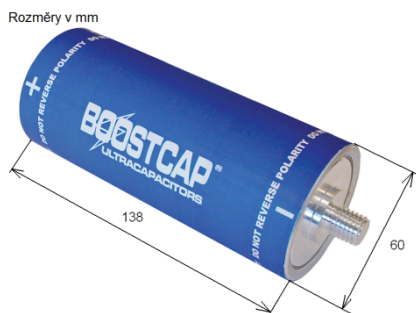
Jestliže je předpokládáno, že budou ultrakapacitory pracovat při jiné teplotě než 30°C, pro kterou jsou určovány katalogové parametry, je potřeba v závislosti na teplotě tyto parametry přepočítat. Obr. 3.9 [16] zobrazuje změnu parametrů v závislosti na pracovní teplotě ultrakapacitoru, tj. od -40°C do 65°C. Z obrázku lze pozorovat, že zatímco kapacita se s teplotou v podstatě nemění, ESR při teplotě -45°C nabývá až 150% původní hodnoty, což výrazně ovlivní ztrátový výkon.



Obr. 3.9 – Závislost změny kapacity a ESR ultrakapacitoru na pracovní teplotě [16]

Parametry kapacity a ESR se také mění s počtem cyklů a pracovní doby ultrakapacitoru, navíc v závislosti na teplotě, při které ultrakapacitor pracuje po dobu své životnosti. Tato změna je po krátké počáteční době prakticky lineární. Konec životnosti ultrakapacitoru je považován při snížení kapacity o 20% a zvýšení ESR o 100%. Přesné křivky změny parametrů po dobu životnosti ultrakapacitoru uvádí ve většině případů výrobce.

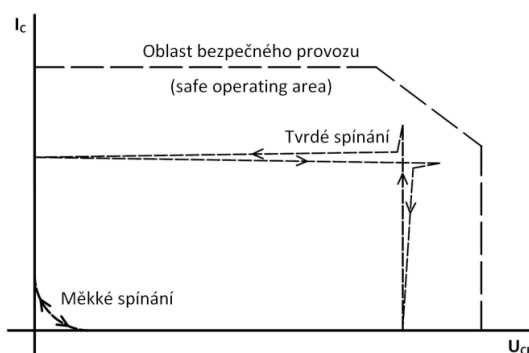
Na trhu s ultrakapacitory pro velké výkony a automobilové aplikace působí několik velkých společností, např. Maxwell Technologies, NessCap a Epcos. Pro tuto disertační práci jsou použity ultrakapacitory BOOSTCAP® série K2 od Maxwell Technologies s kapacitou článku 3 000 F a jmenovitým napětím 2,7 V při hmotnosti článku 0,55 kg (Obr. 3.10).



Obr. 3.10 – Jeden článek ultrakapacitoru (2,7 V; 3000 F)

4 TECHNIKY MĚKKÉHO SPÍNÁNÍ [18]-[29]

Spínáním výkonových polovodičových součástek při podmínkách tvrdého spínání dochází k velkým spínacím ztrátám a tím k velkému výkonovému namáhání těchto součástek. Ze spínací trajektorie (Obr. 4.1) lze vysledovat důvod těchto ztrát. Z křivek pro tvrdé spínání vyplývá, že výkonový spínač musí v okamžiku komutace proudu odolávat zároveň vysokému napětí i proudu během zapínacího i vypínacího procesu. Oproti tomu je při měkkém spínání docíleno podstatně nižších spínacích ztrát, tudíž i nižšího výkonového namáhání polovodičových spínačů. Tyto spínací ztráty jsou buď úplně eliminovány, nebo alespoň redukovány vlivem nulové hodnoty (nebo téměř nulové) proudu nebo napětí (dle použité spínací techniky – ZCS nebo ZVS) na spínání v průběhu komutace. Spínání tedy probíhá obecně dle trajektorie na Obr. 4.1. Ve skutečnosti jsou zde drobné rozdíly mezi zapínáním a vypínáním polovodičového spínače, ty budou dále vysvětleny pro jednotlivé spínací techniky.



Obr. 4.1 – Spínací trajektorie obecné výkonové spínací součástky

Díky nižším spínacím ztrátám lze navýšit spínací frekvenci polovodičových spínacích součástek, což vede ke snížení velikosti magnetických komponentů měniče a tím i ke snížení velikosti i hmotnosti celého měniče a zvýšení jeho výkonové hustoty. Výkonová hustota měničů s měkkým spínáním dosahuje až 2 W/cm^3 oproti běžným měničům, u nichž je dosahováno $0,2 \text{ W/cm}^3$ [23]. V lit. [19] je uveden praktický příklad, kdy při konstrukci 3 kW ZVS kvazi-rezonančního měniče bylo dosaženo výkonové hustoty $1,4 \text{ W/cm}^3$.

Aplikace měkkého spínání také omezuje strmý nárůst proudu di/dt a napětí du/dt při spínání polovodičových spínačů. Díky tomu jsou omezeny nebo přímo odstraněny přechodové kmity, které vznikají na rozptylových kapacitách a indukčnostech a které jsou hlavním činitelem v nevyhovující elektromagnetické kompatibilitě (EMC) měniče. Tzn., že měkké spínání také poskytuje efektivní řešení pro zlepšení EMC měničů. V [24] a [25] je toto podrobně rozebráno včetně příslušných měření.

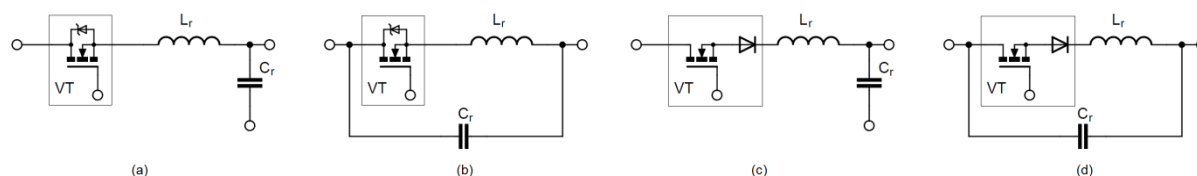
Měkké spínání má však také i nevýhody. Vlivem rezonance dochází k vyšším špičkovým hodnotám proudu a napětí, než je tomu u běžného tvrdého spínání. Tím jsou způsobeny vyšší ztráty při vedení proudu a také jsou kladeny větší nároky na napěťové a proudové parametry spínače. Taktéž obvodová topologie výkonového obvodu měniče je složitější, minimálně o přidání pasivních komponentů, a pro některé obvodové topologie je potřeba dvojnásobný počet spínačů, což zároveň klade větší nároky na řídicí systém a jeho periferie. Navíc samotná regulace výstupního výkonu měničů s měkkým spínáním klade vyšší náročnost na rychlost provádění řídicích algoritmů měniče.

Výhody i nevýhody měkkého spínání je však třeba považovat na základě použitého rezonančního měniče s aplikovanou technikou měkkého spínání, jelikož každá technika má pro jiný měnič jiné výhody a nevýhody. Také je potřeba vzít v potaz celou aplikaci, do níž je měnič zasazen, protože pak mohou výhody zcela zastínit nevýhody měkkého spínání a naopak.

Jak bylo výše naznačeno, existují dvě základní techniky měkkého spínání – spínání v nule proudu (Zero-Current Switching – ZCS) a spínání v nule napětí (Zero-Voltage Switching – ZVS). Základ obou technik tvoří rezonanční $L_r C_r$ obvod, který svým obvodovým uspořádáním se spínanou součástí vytváří na této součástce podmínky spínání při nulovém proudu nebo nulovém napětí.

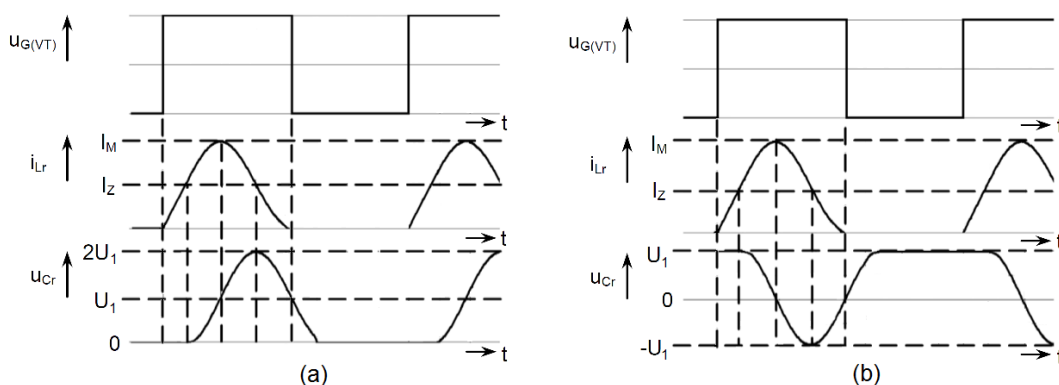
4.1 PRINCIP SPÍNÁNÍ V NULE PROUDU (ZCS)

Pro dosažení podmínky nulového proudu je rezonanční cívka L_r zapojena do série se spínací součástí VT. Vlivem doplnění obvodu o rezonanční kondenzátor C_r pak dochází k rezonanci mezi L_r a C_r a tím k oscilaci proudu protékajícího spínačem VT. Obr. 4.2¹ zachycuje základní topologie rezonančního obvodu se spínací součástí VT.



Obr. 4.2 – Topologie rezonančního $L_r C_r$ obvodu se spínačem VT pro spínání v nule proudu

Topologie s obousměrným spínačem jsou zobrazeny na Obr. 4.2a,b, zatímco Obr. 4.2c,d zachycuje topologie pro jednosměrný spínač, tedy bez antiparalelní diody spínače. Obr. 4.3 zachycuje časové průběhy pro jednosměrný spínač, kdy Obr. 4.3a zobrazuje průběhy rezonančního obvodu s kondenzátorem paralelně k zátěži (Obr. 4.2c), zatímco Obr. 4.3b zobrazuje průběhy rezonančního obvodu s kondenzátorem paralelně ke spínači (Obr. 4.2d). Při použití obousměrného spínače by byl rozdíl v průběhu proudu i_{L_r} rezonanční cívky L_r , kdy po vypnutí spínače VT by došlo k tlumeným kmitům proudu cívky, nikoli pouze k poklesu k nule.



Obr. 4.3 – Časové průběhy rezonančního $L_r C_r$ obvodu pro spínání v nule proudu

¹ Ačkoli jsou ve schématech (Obr. 4.2 a Obr. 4.4) užívány tranzistory MOS-FET, není toto podmínkou. Může být použita jakákoli jiná vypínatelná spínací součástka.

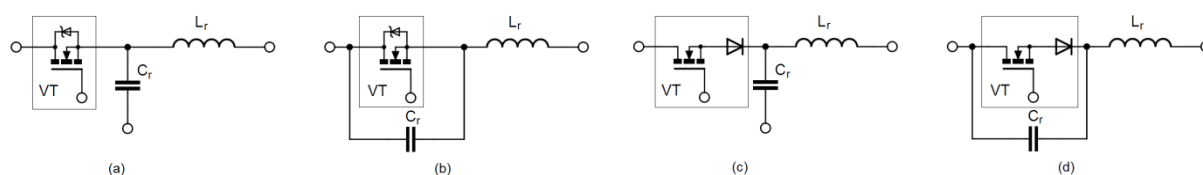
Zapojení s jednosměrným spínačem (half-wave mode neboli půlcestný mód) se používá především pro vyšší účinnost, zatímco zapojení s obousměrným spínačem (full-wave mode neboli plnocestný mód) se používá pro nezávislost výstupního napětí měniče na jeho zatížení.

Při zapnutí spínače VT dochází k pomalému nárůstu proudu od nulové hodnoty vlivem sériově zapojené rezonanční cívky L_r . Následně vlivem rezonance mezi L_r a C_r má proud snahu oscilovat, a proto klesá k nule za dobu danou rezonančním kmitočtem $L_r C_r$. Vypnutí spínače VT pak nastává při nulové hodnotě proudu, tedy za ideálních podmínek vypnutí s nulovou ztrátou. Zapínací ztráta je tedy redukována a vypínací ztráta eliminována.

Při spínání v nule proudu dochází k rezonanci během sepnutí spínače. Výstup měniče lze regulovat pomocí proměnné spínací frekvence. Musí být však zachována konstantní doba sepnutí spínače dle rezonančního kmitočtu $L_r C_r$ obvodu.

4.2 PRINCIP SPÍNÁNÍ V NULE NAPĚTÍ (ZVS)

Pro dosažení podmínky nulového napětí je rezonanční kondenzátor C_r zapojen paralelně ke spínací součástce VT. Vlivem doplnění obvodu o rezonanční cívku L_r pak dochází k rezonanci mezi C_r a L_r a tím k oscilaci napětí na spínači VT. Obr. 4.4 zachycuje základní topologie rezonančního obvodu se spínací součástkou VT.



Obr. 4.4 – Topologie rezonančního $L_r C_r$ obvodu se spínačem VT pro spínání v nule napětí

Topologie s obousměrným spínačem jsou zobrazeny na Obr. 4.4a,b, zatímco Obr. 4.4c,d zachycuje topologie pro jednosměrný spínač, tedy bez antiparalelní diody spínače. Časové průběhy rezonančního obvodu pro ZVS budou důkladně probrány pro jednotlivé typy rezonančních měničů v kapitole 5.

Zapojení s obousměrným spínačem (half-wave mode neboli půlcestný mód) se používá především pro vyšší účinnost, zatímco zapojení s jednosměrným spínačem (full-wave mode neboli plnocestný mód) se používá pro nezávislost výstupního napětí měniče na jeho zatížení.

Při vypnutí spínače VT dochází k pomalému nárůstu napětí vlivem paralelně zapojeného rezonančního kondenzátoru C_r . Následně vlivem rezonance mezi C_r a L_r má napětí snahu oscilovat, a proto klesá k nule za dobu danou rezonančním kmitočtem $L_r C_r$. Zapnutí spínače VT pak nastává při nulové hodnotě napětí, tedy za ideálních podmínek sepnutí s nulovou ztrátou. Zapínací ztráta je tedy eliminována a vypínací ztráta redukována.

Při spínání v nule napětí dochází k rezonanci během vypnutí spínače. Výstup měniče lze regulovat pomocí proměnné spínací frekvence. Musí být však zachována konstantní doba vypnutí spínače dle rezonančního kmitočtu $L_r C_r$ obvodu.

4.3 DC/DC MĚNIČE S MĚKKÝM SPÍNÁNÍM

Za dobu vývoje rezonančních DC/DC měničů, který probíhá již více než 20 let, vzniklo velké množství obvodových topologií měničů, a proto lze jejich rozčlenění provést hned z několika různých hledisek. Základem jsou ovšem vždy výše představené topologie rezonančního obvodu se spínací součástkou.

Nejjednodušším DC/DC měničem s měkkým spínáním je tzv. quasi-square-wave, označovaný zkratkou QSC. Jedná se o přestavbu měniče s tvrdým spínáním, kde polovodičový spínač je doplněn rezonančním kondenzátorem a filtrační tlumivka měniče je využívána jako rezonanční. Proto u této topologie je zpětná dioda připojena mezi spínací součástkou a rezonanční cívkou. Řízení výstupního výkonu je pak prováděno pomocí změny spínací frekvence. Při nahrazení zpětné diody spínací součástkou lze řídit výstupní výkon měniče pomocí změny zatěživatele s konstantní spínací frekvencí. Nevýhodou ZVS-QSC topologie je špičková hodnota vypínaného proudu, což zvyšuje nejenom ztráty vedením, ale také vypínací ztrátu. Další nevýhodou je také vysoké zvlnění vstupního i výstupního proudu. [29]

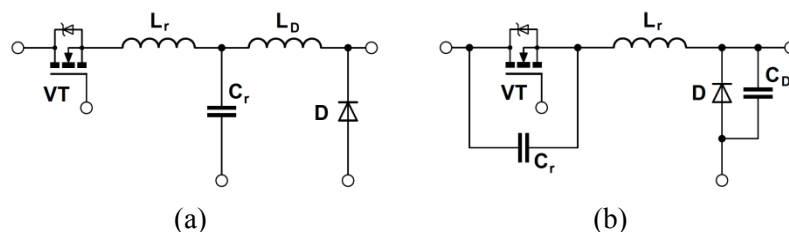
Proto dalším typem rezonančního DC/DC měniče je kvazi-rezonanční měnič (označován jako QRC), jenž oproti klasickému DC/DC měniči s tvrdým spínáním doplněn o rezonanční elementy $L_r C_r$ dle Obr. 4.2 nebo Obr. 4.4 dle techniky měkkého spínání ZCS nebo ZVS. Proto tento měnič obsahuje rezonanční i filtrační tlumivku, netrpí zvlněním proudu na obou stranách měniče. Tyto kvazi-rezonanční měniče následně vykazují rezonanční chování pouze po dobu nutnou pro vytvoření podmínek měkkého spínání spínací součástky. Řízení výstupního výkonu je pak prováděno pomocí změny spínací frekvence.

Při doplnění kvazi-rezonančního měniče o další pomocnou spínací součástku je docíleno řízení výstupního výkonu měniče pomocí změny zatěživatele, tedy tyto měniče vykazují konstantní spínací frekvenci. Pomocnou spínací součástku lze u ZVS snižovacího měniče umístit např. paralelně k rezonanční cívkě L_r a docílit tak oddálení rezonančního děje při vypnutí hlavního spínače VT. Pro pomocnou spínací součástku není docíleno eliminace zapínací ztráty, spínací ztráty jsou pouze redukovány vlivem nulového napětí rezonanční cívkou. Při nahrazení nulové diody spínací součástkou lze také docílit řízení výkonu konstantní frekvencí, ale pro pomocný spínač je dosaženo spínání při podmínkách ZCS. Měnič vykazuje stejné nevýhody v podobě velkého přepětí na spínací součástce v době rezonance. [26], [27]

Proto vzniklo několik dalších obvodových topologií využívající princip ZVS kvazi-rezonančních měničů s přidáním pomocného rezonančního obvodu, jež obsahuje spínací součástku doplněnou dalšími rezonančními elementy. Tím vznikla skupina DC/DC měničů nazývaných ZVT – Zero Voltage Transition. Z názvu vyplývá, že rezonance probíhá pouze po krátký přechodový čas, který je určen sepnutím pomocného spínače. Výhodou je pak omezení přepětí na spínacích součástkách a navíc schopnost měniče pracovat při konstantní spínací frekvenci. Nevýhodou je pak nedosažení podmínek měkkého spínání pro pomocné spínače. [19]

Další skupinou rezonančních měničů jsou multi-rezonanční měniče (označovány jako MRC). Oproti kvazi-rezonančním měničům jsou vybaveny dalším rezonančním elementem pro nulovou diodu D měniče, jak ukazuje Obr. 4.5. Multi-rezonanční měniče lze využít pro obě metody měkkého spínání ZCS i ZVS, ačkoli jsou využívány především pro metodu ZVS, jelikož přidáním kondenzátoru C_D

paralelně k diodě D je eliminována parazitní rezonance mezi L_r a vlastní kapacitou přechodu diody D . Tím je umožněno dosažení větší stability měniče při ještě vyšší spínací frekvenci a vyšší výkonové hustotě, než je tomu u kvazi-rezonančních měničů. Dle lit. [26] a [27] lze u ZVS multi-rezonančních měničů dosáhnout spínací frekvence až 25 MHz a výkonové hustoty vyšší než 3 W/cm³.



Obr. 4.5 – Topologie multi-rezonančního spínače: (a) pro spínání v nule proudu; (b) pro spínání v nule napětí

Multi-rezonanční měniče lze také provozovat s konstantní spínací frekvencí, jestliže dojde k nahrazení nulové diody D pomocnou spínací součástkou pro regulaci výstupního výkonu měniče.

Z hlediska EMC vynikají multi-rezonanční měniče oproti kvazi-rezonančním měničům svojí nízkou elektromagnetickou emisivitou, která je navíc při využití řízení výkonu s konstantní spínací frekvencí ještě nižší. [24]

Nevýhodou rezonančních měničů s konstantní spínací frekvencí jsou ovšem vyšší ztráty při vedení proudu vlivem dalších ztrát na pomocném spínači a popř. k němu přidaných rezonančních komponentů. Další nevýhodou je pak výrazně složitější řídicí systém měniče. Proto bude dále v kapitole 5 proveden rozbor pouze měničů s regulací výkonu pomocí proměnné spínací frekvence.

4.4 METODY ŘÍZENÍ DC/DC MĚNIČŮ S MĚKKÝM SPÍNÁNÍM

Řídicí metody uvedených DC/DC měničů s měkkým spínáním lze rozdělit zejména podle typu měničů, a to s řízením výstupního výkonu pomocí konstantní spínací frekvence a proměnné spínací frekvence. Pro rezonanční měniče s řízením výkonu pomocí konstantní spínací frekvence je používáno řízení PWM signálem. Na rozdíl od konvenčních DC/DC měničů s tvrdým spínáním ale musí být volena doba vypnutí tranzistoru s ohledem na minimální dobu trvání rezonančního děje.

Oproti tomu pro rezonanční DC/DC měniče s řízením výkonu pomocí proměnné spínací frekvence je využíváno řízení s konstantní dobou sepnutí (ZCS) nebo konstantní dobou vypnutí (ZVS). Tato doba sepnutí nebo vypnutí však není doslova konstantní, ale pohybuje se v daném rozmezí dle hodnoty vstupního nebo výstupního napětí a přenášeného proudu měničem. Proto u těchto měničů bývá zavedena zpětná vazba do řídicího obvodu pro hlídání průběhu rezonančního děje.

Uvedené řídicí metody lze pak realizovat pomocí analogového řízení nebo digitálního řízení s mikroprocesorem. U digitálního řízení lze v dnešní době realizovat spínací kmitočty v řádech stovek kHz, přičemž digitální řízení poskytuje výhodu matematického vyhodnocení probíhajícího rezonančního děje a dalších veličin v měniči [51]. S digitálním řízením lze využít i fuzzy logiku, jež dle lit. [50] poskytuje lepší výsledky regulace ve srovnání s běžným PI regulátorem.

Analogové řízení je s výhodou používáno u spínacích kmitočtů v řádu MHz. Lze také využít účelové analogové integrované obvody, např. UC3861 [49]. Jedná se o integrovaný obvod z řady UC3861-3868, což jsou řídicí obvody pro ZVS a ZCS kvazi-rezonanční měniče. V lit. [52] je uveden

způsob analogového řízení ZVS snižovacího kvazi-rezonančního měniče pomocí zpětné vazby pro vyhodnocení regulační odchylky a napětím řízeným oscilátorem pro spínání tranzistoru.

4.5 POROVNÁNÍ METOD SPÍNÁNÍ ZCS A ZVS PRO KVAZI-REZONANČNÍ MĚNIČ

Metoda spínání v nule proudu (ZCS) eliminuje vypínací ztrátu a redukuje zapínací ztrátu. Z principu činnosti měniče s metodou ZCS vyplývá, že lze zastavit činnost měniče a opět obnovit spínací cyklus bez vlivu na spínací ztráty. Rezonanční měnič se spínáním ZCS lze provozovat v rozsahu zatížení R_{min} až ∞ , tedy i ve stavu naprázdno bez vlivu na spínací ztráty. R_{min} značí, že metodu ZCS nelze provozovat při zatížení měniče ve stavu nakrátko.

Metoda spínání v nule napětí (ZVS) eliminuje zapínací ztrátu a redukuje vypínací ztrátu. Z principu činnosti měniče s metodou ZVS vyplývá, že nelze zastavit činnost měniče a opět obnovit spínací cyklus bez vlivu na spínací ztráty. Rezonanční měnič se spínáním ZVS lze provozovat v rozsahu zatížení 0 až R_{max} , tedy i ve stavu nakrátko bez vlivu na spínací ztráty. R_{max} značí, že metodu ZVS nelze provozovat při zatížení měniče ve stavu naprázdno.

Jelikož metody měkké spínání eliminují nebo redukují spínací ztráty, je obecným pravidlem využít spínací součástky s co nejnižšími ztrátami v sepnutém stavu, tedy nízkým odpor v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$ (nebo nízkým úbytkem napětí v sepnutém stavu $U_{CE(sat)}$). Protože metoda měkkého spínání ZCS eliminuje vypínací ztrátu, je výhodnější pro výkonové součástky, které trpí během vypínací procesu tzv. dozínáváním proudu (tail current), což jsou např. tranzistory IGBT. Při použití tranzistorů MOS-FET pro ZCS dochází ke značné zapínací ztrátě vlivem výstupní kapacity součástky, kdy energie uložená v této kapacitě je během sepnutí kompletně zmařena v tranzistoru. Tyto ztráty rostou především dle vztahu (4.1) s kvadrátem napětí U_{DS} , kterému je tranzistor vystaven během vypnutého stavu, a dále s frekvencí spínání tranzistoru. Výstupní kapacita C_{oss} sice mění svoji velikost v závislosti na napětí U_{DS} , kdy s vyšším napětím se kapacita zmenšuje, ovšem tato změna velikosti kapacity není pro výslednou zapínací ztrátu $P_{S(FET)}$ tolik podstatná.

$$P_{S(FET)} = \frac{1}{2} f_s C_{oss} U_{DS}^2 \quad (4.1)$$

Proto se pro tranzistory MOS-FET jeví vhodnější využití spínací metody ZVS, při níž dochází k rekuperaci energie uložené v parazitní kapacitě tranzistoru zpět do obvodu. Z toho vyplývá, že metoda ZVS je vhodnější pro aplikace s vysokou spínací frekvencí. Dle lit. [27] je metoda ZCS použitelná zhruba do $f_s = 2 \text{ MHz}$, zatímco ZVS je použitelná zhruba do $f_s = 12 \text{ MHz}$.

Metoda ZCS způsobuje při vedení proudu vyšší vodivostní ztráty na tranzistoru vlivem přibližně sinusového průběhu proudu s vysokou špičkovou hodnotou, zatímco pro metodu ZVS je průběh proudu přibližně pravoúhlý. Na druhou stranu metoda ZVS způsobuje během vypnutí přibližně sinusový průběh napětí na spínači s vysokou špičkovou hodnotou, které musí tranzistor odolávat, tzn., musí být dimenzován na vyšší závěrné napětí.

Aby bylo využito výhod měkkého spínání v podobě snížení spínacích ztrát měniče, musí mít i přidávané rezonanční komponenty co nejnižší ztráty. Jinak by na těchto komponentech vznikly dodatečné ztráty ještě vyšší, než jsou odstraněny jejich použitím. Proto získání vysoké účinnosti rezonančních měničů je potřeba volit tlumivky z kvalitních materiálů, např. feritová jádra nebo prášková jádra, jež mají malé ztráty vířivými proudy, přičemž největší nevýhodou těchto jader je jejich

vysoká pořizovací cena. Samozřejmostí je použití vinutí z vf lanka tvořeného smaltovanými vodiči pro potlačení skin efektu, přičemž vinutí by mělo být navinuto pouze v jedné vrstvě pro potlačení mezizávitové parazitní kapacity. Pro potlačení elektromagnetické emisivity (EMC) měniče je vhodné používat toroidní jádra tlumivek bez vzduchové mezery [46]. Rezonanční kondenzátor musí snášet velké impulsní proudy, proto je vhodné použít fóliové kondenzátory pro impulsní zatížení s dielektrikem tvořeným z polypropylénové fólie, jež vynikají nízkým ESR a tedy nízkou hodnotou ztrátového činitele $\tan \delta$ a malou vlastní indukčností. [47], [48]

5 ROZBOR DC/DC REZONANČNÍCH MĚNIČŮ

Jak již bylo uvedeno, tato disertační práce se podrobněji zabývá pouze ZVS rezonančními měniči, jejichž výstupní výkon lze regulovat pomocí proměnné spínací frekvence. To přináší především výhodu v zachování stejného počtu spínačů jako u běžně používaných DC/DC měničů s tvrdým spínáním.

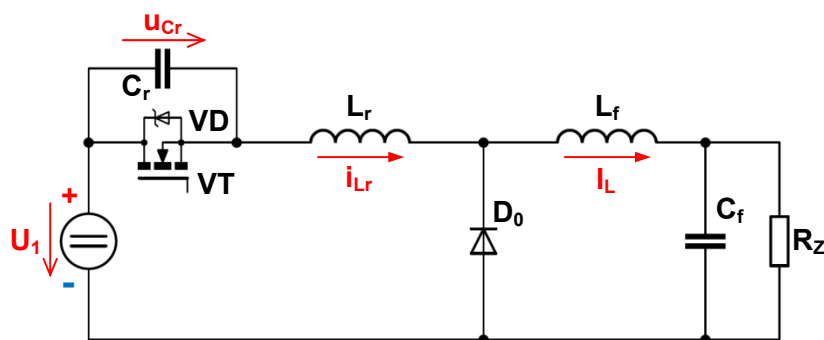
Následující podkapitoly se zaměřují na popis a rozbor funkce jednotlivých DC/DC rezonančních měničů, které lze využít pro koncepci pohonné soustavy popisované v kapitole 2. Nejprve bude tedy proveden rozbor základních rezonančních měničů pracujících v jednokvadrantním režimu – snižovací, zvyšovací a snižovací/zvyšovací měnič – a následně bude proveden rozbor rezonančních měničů pro dvoukvadrantní provoz. Pro zjednodušení matematického popisu proudů a napětí během rozboru funkce jsou všechny prvky měničů (tranzistory, diody, cívky, kondenzátory) považovány za bezztrátové. Pro vytvoření rozboru funkce jednotlivých měničů byly využity poznatky z literatury [18]-[21], [30]-[35].

5.1 REZONANČNÍ MĚNIČE PRO JEDNOKVADRANTNÍ PROVOZ

Následující popisované DC/DC ZVS rezonanční měniče pro jednokvadrantní provoz jsou označovány jako kvazi-rezonanční měniče, jelikož vykazují rezonanční chování pouze během žádaného intervalu k dosažení podmínek spínání při nulovém napětí.

5.1.1 Snižovací měnič

Snižovací měnič (Obr. 5.1) plní funkci snižování vstupního napětí na výstupu v závislosti na poměrné době sepnutí, takže výstupní napětí může dosahovat maximálně hodnoty napětí vstupního. V rámci začlenění do koncepce pohonné soustavy může být princip tohoto měniče využit pro dobíjení ultrakapacitorů na hodnotu napětí zdroje.



Obr. 5.1 – Kvazi-rezonanční snižovací měnič se ZVS

Pro rozbor funkce vyjdeme z obvodového schématu měniče (Obr. 5.1), jemu odpovídajících časových průběhů veličin na rezonančním obvodu (Obr. 5.2) a funkčních schémat pro jednotlivé intervaly (Obr. 5.3). V následujícím rozboru budou všechny prvky považovány jako ideální a

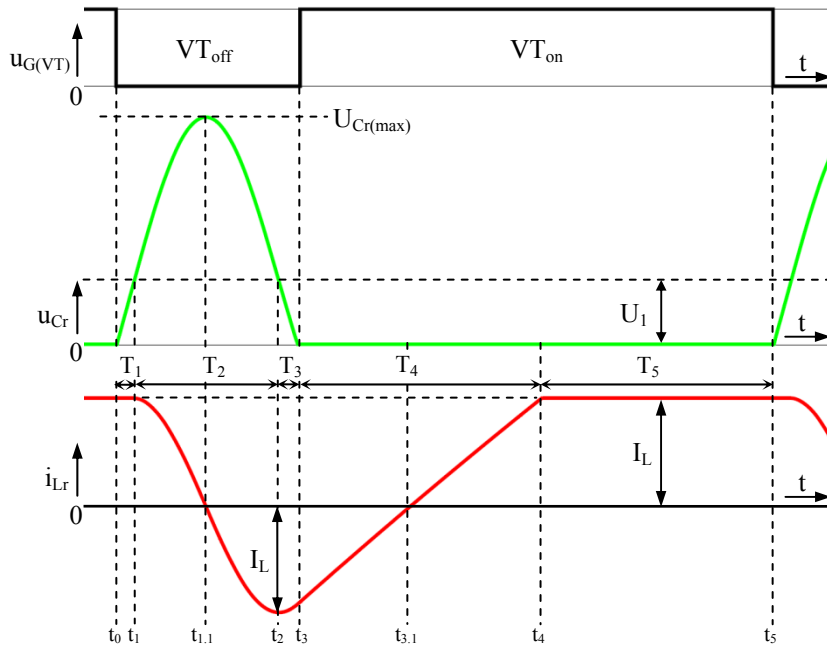
indukčnost tlumivky L_r bude považována za nekonečně velkou, takže proud I_L je ideálně vyhlazený a proud tlumivkou může být nahrazen zdrojem konstantního proudu I_L .

Základem měniče je rezonanční $L_r C_r$ obvod, který vykazuje rezonanční chování s kmitočtem

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.1)$$

a charakteristickou impedancí

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.2)$$



Obr. 5.2 – Časový průběh veličin rezonančního obvodu ZVS kvazi-rezonančního snižovacího měniče

Interval T_1 probíhá v čase $t_0 \leq t \leq t_1$. Spínač VT je vypnut v čase t_0 . Obvodem se uzavírá proud zátěže I_L , který nabíjí rezonanční kondenzátor C_r , jehož napětí roste dle vztahu

$$u_{Cr}(t) = \frac{I_L}{C_r} \cdot t \quad (5.3)$$

Interval končí v čase t_1 , kdy $u_{Cr}(t_1) = U_1$. Dobu trvání intervalu lze vyjádřit jako

$$T_1 = U_1 \cdot C_r / I_L \quad (5.4)$$

Interval T_2 probíhá v čase $t_1 \leq t \leq t_2$. Začíná rezonanční děj mezi $L_r C_r$. Napětí na rezonančním kondenzátoru C_r a stejně tak proud rezonanční cívky L_r mají sinusový charakter. Napětí na rezonančním kondenzátoru C_r se mění dle vztahu

$$u_{Cr}(t) = Z_0 I_L \sin \omega_0 t + U_1 \quad (5.5)$$

V polovině intervalu, tedy v čase $t_{1,1} = \pi/2\sqrt{L_r C_r}$ dosáhne napětí na C_r maximální hodnoty dle vztahu

$$U_{Cr(\max)} = u_{Cr}(t_{1.1}) = I_L \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} + U_1 \quad (5.6)$$

Proud rezonanční cívky L_r se po dobu intervalu mění dle vztahu

$$i_{L_r}(t) = I_L \cos \omega_0 t \quad (5.7)$$

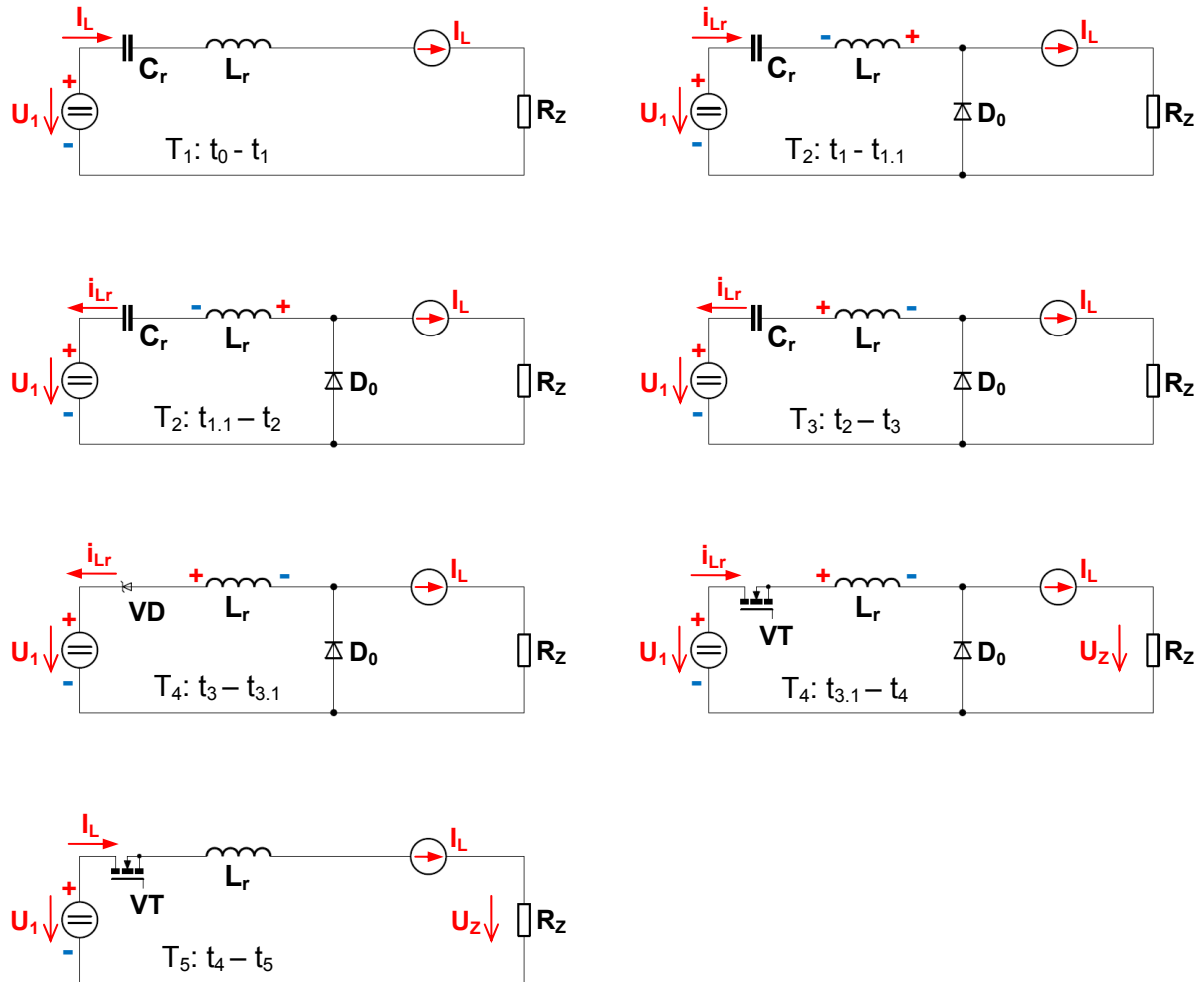
Nulovou diodou D_0 se uzavírá rozdílový proud dle vztahu (5.8), přičemž na konci intervalu dosahuje v čase t_2 své maximální hodnoty dle vztahu (5.9).

$$i_{D0}(t) = I_L - i_{L_r}(t) \quad (5.8)$$

$$i_{D0(\max)} = i_{D0}(t_2) = 2I_L \quad (5.9)$$

Interval končí v čase t_2 , kdy napětí $u_{Cr}(t_2) = U_1$ a proud $i_{L_r}(t_2) = -I_L$. Doba trvání intervalu lze vyjádřit

$$T_2 = \pi \sqrt{L_r C_r} \quad (5.10)$$



Obr. 5.3 – Funkční schéma pro jednotlivé intervaly ZVS kvazi-rezonančního snižovacího měniče

Interval T_3 probíhá v čase $t_2 \leq t \leq t_3$. Obvod je stále v rezonanci, tudíž rezonanční cívka L_r nutí do obvodu proud, který se mění dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = -I_L \cos(\omega_0 t - \pi) \quad (5.11)$$

Tímto proudem je vybíjen rezonanční kondenzátor C_r , jehož změnu napětí lze zapsat vztahem

$$u_{Cr}(t) = U_1 - Z_0 I_L \sin(\omega_0 t - \pi) \quad (5.12)$$

Na konci intervalu dosahuje proud i_{Lr} rezonanční cívky hodnotu

$$i_{Lr}(t_3) = -I_L \cos \left[\arcsin \left(\frac{U_1}{Z_0 I_L} \right) \right] \quad (5.13)$$

Nulovou diodou se stále uzavírá rozdílový proud i_{D0} , který postupně snižuje svoji hodnotu dle vztahu (5.8). Interval končí v čase t_3 , kdy napětí na kondenzátoru $u_{Cr}(t_3) = 0$. Délku intervalu lze vyjádřit vztahem

$$T_3 = \sqrt{L_r C_r} \arcsin \left(\frac{U_1}{Z_0 I_L} \right) \quad (5.14)$$

Interval T_4 probíhá v čase $t_3 \leq t \leq t_4$. Jelikož zpětná dioda VD nedovolí přebití kondenzátoru do záporných hodnot, nastává konec rezonance a proud i_{Lr} , který se uzavírá přes VD, narůstá lineárně ze záporné hodnoty $i_{Lr}(t_3)$ až k hodnotě I_L dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) + \frac{U_1}{L_r} t \quad (5.15)$$

Zpětná dioda VD vede proud i_{Lr} v intervalu $t_3 \leq t \leq t_{3,1}$, kdy jsou splněny podmínky sepnutí při nulovém napětí a dochází tedy k sepnutí spínače VT s eliminací zapínací ztráty. Doba trvání intervalu vhodného pro sepnutí spínače VT lze určit jako

$$t_3 \div t_{3,1} = -\frac{i_{Lr}(t_3) L_r}{U_1} \quad (5.16)$$

Interval končí v čase t_4 , kdy proud cívky $i_{Lr}(t_4) = I_L$. Taktéž přes nulovou diodu D_0 se v čase t_4 přestává uzavírat rozdílový proud, čili $i_{D0}(t_4) = 0$. Doba trvání intervalu lze vyjádřit dle vztahu

$$T_4 = (I_L - i_{Lr}(t_3)) \cdot L_r / U_1 \quad (5.17)$$

Interval T_5 probíhá v čase $t_4 \leq t \leq t_5$. Spínačem VT protéká proud o velikosti I_L , který je dodáván ze zdroje napětí U_1 . Střední hodnotu proudu I_l odebíraného ze zdroje U_1 lze vyjádřit jako

$$I_l = \frac{I_L U_z}{U_1} = \frac{1}{T} \int_{t_3}^{t_5} i_{Lr}(t) dt \approx \frac{T_5}{T} I_L \quad (5.18)$$

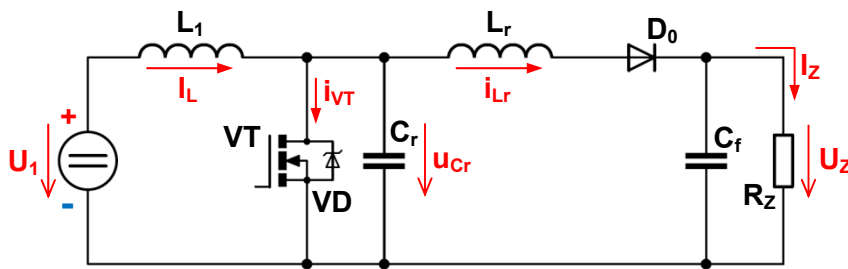
Doba trvání intervalu závisí především na podílu vstupního napětí U_l a napětí na výstupu U_z .

$$T_5 = \frac{T_1 + T_2 + T_3 + T_4}{(U_l / U_z) - 1} \quad (5.19)$$

Interval končí v čase t_5 , kdy dochází k rozepnutí spínače VT při podmínkách ZVS a následnému opakování celého cyklu.

5.1.2 Zvyšovací měnič

Zvyšovací měnič (Obr. 5.4) plní funkci zvyšování vstupního napětí na výstupu v závislosti na poměrné době sepnutí. Následující rozbor chování měniče platí pouze za podmínky, že hodnota vstupního napětí je nižší než hodnota napětí výstupního, čili musí být splněna podmínka $U_z \geq U_1$. Není-li tato podmínka splněna, pak ze vstupního zdroje napětí U_1 protéká do zátěže proud I_L , jehož hodnota je dána parametry zátěže, a proud i_{Lr} se projevuje jako střídavá složka stejnosměrného proudu I_L , která osciluje s kmitočtem vlastního rezonančního obvodu $L_r C_r$. Navíc by tento stav mohl při velkém zkratovém proudu vést ke zničení měniče.



Obr. 5.4 – Kvazi-rezonanční zvyšovací měnič se ZVS

Pro rozbor funkce vyjdeme z obvodového schématu měniče (Obr. 5.4) a jemu odpovídajících časových průběhů veličin na rezonančním obvodu (Obr. 5.5). Funkční schéma měniče (Obr. 5.6) zobrazuje pro každý interval část obvodu, kterým se uzavírá proud. V následujícím rozboru budou všechny prvky považovány za ideální a indukčnost tlumivky L_1 bude považována za nekonečně velkou, takže proud I_L je ideálně vyhlazený a proud tlumivkou může být nahrazen zdrojem konstantního proudu I_L .

Rezonanční $L_r C_r$ obvod zvyšovacího měniče vykazuje rezonanční chování s kmitočtem dle vztahu (5.1) a charakteristickou impedancí dle vztahu (5.2).

Interval T_1 probíhá v čase $t_0 \leq t \leq t_1$. Spínač VT je vypnut v čase t_0 . Rezonanční kondenzátor C_r je nabíjen proudem I_L ze vstupního zdroje napětí nejprve na hodnotu napětí U_1 a poté díky zvyšovací tlumivce L_1 , která se chová jako zdroj proudu, až na napětí zátěže U_z . Změnu napětí na rezonančním kondenzátoru C_r lze zapsat vztahem

$$u_{Cr}(t) = \frac{I_L}{C_r} \cdot t \quad (5.20)$$

Interval končí v čase t_1 , kdy $u_{Cr}(t_1) = U_z$. Dobu trvání intervalu lze vyjádřit jako

$$T_1 = U_z \cdot C_r / I_L \quad (5.21)$$

Interval T_2 probíhá v čase $t_1 \leq t \leq t_2$. Začíná rezonanční děj mezi $L_r C_r$. Napětí na rezonančním kondenzátoru C_r a stejně tak proud rezonanční cívky L_r mají sinusový charakter. Napětí na rezonančním kondenzátoru C_r se mění dle vztahu

$$u_{Cr}(t) = Z_0 I_L \sin \omega_0 t + U_z \quad (5.22)$$

V polovině intervalu, tedy v čase $t_{1,1} = \pi/2 \sqrt{L_r C_r}$ dosáhne napětí na C_r maximální hodnoty dle vztahu

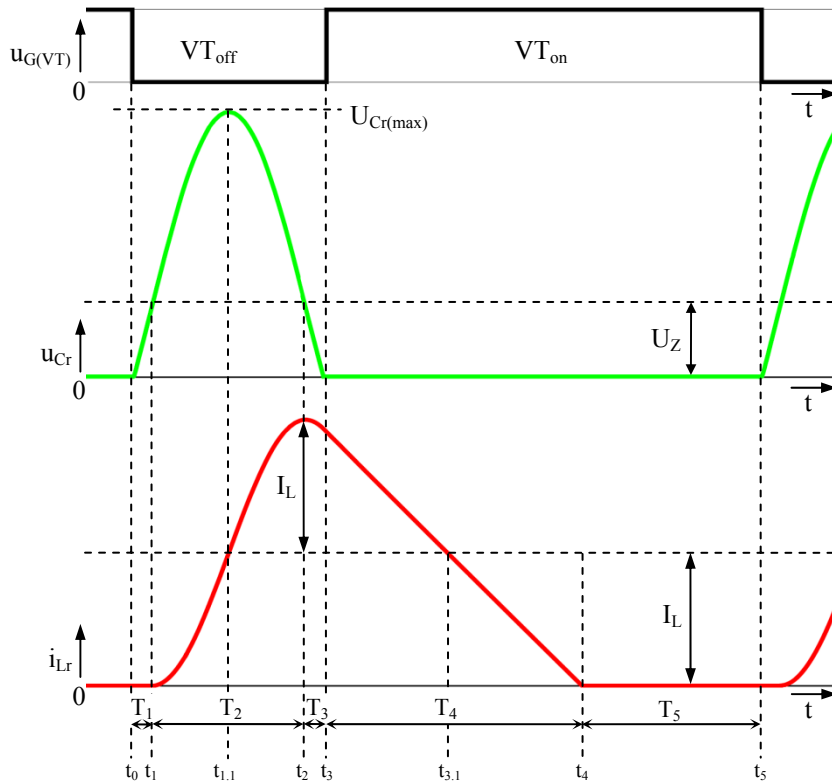
$$U_{Cr(\max)} = u_{Cr}(t_{1.1}) = I_L \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} + U_Z \quad (5.23)$$

Proud rezonanční cívky L_r se po dobu intervalu mění dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = I_L \cos(\omega_0 t + \pi) + I_L \quad (5.24)$$

Interval končí v čase t_2 , kdy napětí $u_{Cr}(t_2) = U_Z$ a proud $i_{Lr}(t_2) = 2I_L$. Doba trvání intervalu lze vyjádřit

$$T_2 = \pi \sqrt{L_r C_r} \quad (5.25)$$



Obr. 5.5 – Časový průběh veličin rezonančního obvodu ZVS kvazi-rezonančního zvyšovacího měniče

Interval T_3 probíhá v čase $t_2 \leq t \leq t_3$. Obvod je stále v rezonanci, tudíž rezonanční cívka L_r nutí do obvodu proud, který se mění dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = I_L \cos(\omega_0 t - \pi) + I_L \quad (5.26)$$

Tímto proudem je vybíjen rezonanční kondenzátor C_r , jehož změnu napětí lze zapsat vztahem

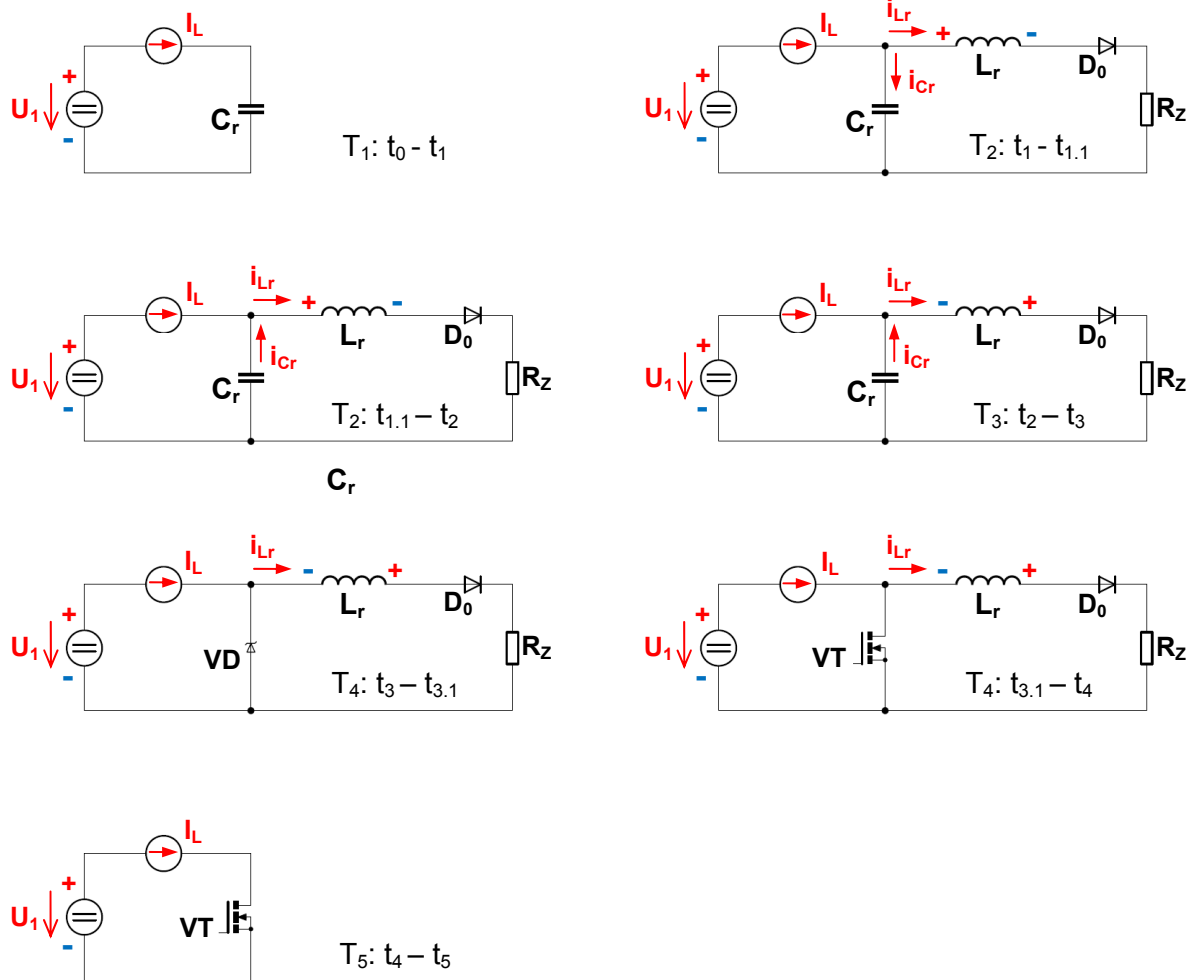
$$u_{Cr}(t) = U_Z - Z_0 I_L \sin(\omega_0 t - \pi) \quad (5.27)$$

Na konci intervalu dosahuje proud i_{Lr} rezonanční cívky hodnotu

$$i_{Lr}(t_3) = I_L \cos \left[\arcsin \left(\frac{U_Z}{Z_0 I_L} \right) \right] + I_L \quad (5.28)$$

Interval končí v čase t_3 , kdy napětí na kondenzátoru $u_{Cr}(t_3) = 0$. Doba trvání intervalu lze vyjádřit vztahem

$$T_3 = \sqrt{L_r C_r} \arcsin\left(\frac{U_z}{Z_0 I_L}\right) \quad (5.29)$$



Obr. 5.6 – Funkční schéma pro jednotlivé intervaly ZVS kvazi-rezonančního zvyšovacího měniče

Interval T_4 probíhá v čase $t_3 \leq t \leq t_4$. Jelikož zpětná dioda VD nedovolí přebití kondenzátoru do záporných hodnot, nastává konec rezonance a proud i_{Lr} klesá lineárně ze záporné hodnoty $i_{Lr}(t_3)$ až k nulové hodnotě dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) - \frac{U_z}{L_r} t \quad (5.30)$$

Střední hodnotu proudu I_z dodaného do zátěže během intervalů T_2 , T_3 , T_4 lze vyjádřit jako

$$I_z = \frac{I_L U_1}{U_z} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt \approx \frac{T_2 + T_3 + T_4}{T} I_L \quad (5.31)$$

Přes zpětnou diodu VD se uzavírá proud i_{VD} dle vztahu (5.32) v intervalu $t_3 \leq t \leq t_{3.1}$, kdy jsou splněny podmínky sepnutí při nulovém napětí a dochází tedy k sepnutí spínače VT s eliminací zapínací ztráty. Doba trvání intervalu vhodného pro sepnutí spínače VT lze určit dle vztahu (5.33). Po zániku proudu

zpětnou diodou VD dochází ke komutaci proudu na spínač VT. Tento proud spínačem VT lineárně narůstá během intervalu $t_{3,1} \leq t \leq t_4$ dle vztahu (5.34).

$$i_{VD}(t) = i_{Lr}(t) - I_L \quad (5.32)$$

$$t_3 \div t_{3,1} = \frac{[i_{Lr}(t_3) - I_L] L_r}{U_Z} \quad (5.33)$$

$$i_{VT}(t) = I_L - i_{Lr}(t) \quad (5.34)$$

Interval končí v čase t_4 , kdy proud cívky $i_{Lr}(t_4) = 0$. Dobu trvání intervalu lze vyjádřit dle vztahu

$$T_4 = i_{Lr}(t_3) \cdot L_r / U_Z \quad (5.35)$$

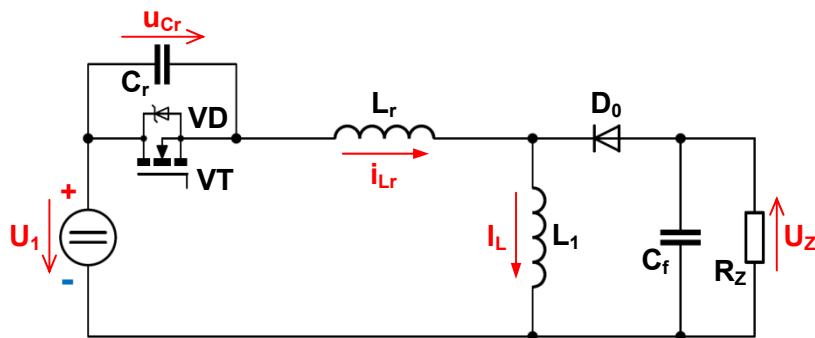
Interval T_5 probíhá v čase $t_4 \leq t \leq t_5$. Spínačem VT protéká proud o velikosti I_L , který je dodáván ze zdroje napětí U_1 . Doba trvání intervalu závisí především na podílu výstupního napětí U_Z a napětí zdroje U_1 .

$$T_5 = \left(\frac{U_Z}{U_1} - 1 \right) \cdot (T_2 + T_3 + T_4) - T_1 \quad (5.36)$$

Interval končí v čase t_5 , kdy dochází k rozepnutí spínače VT při podmínkách ZVS a následnému opakování celého cyklu.

5.1.3 Snižovací/zvyšovací měnič

Snižovací/zvyšovací měnič (Obr. 5.7) plní funkci obou dříve popsaných měničů, tudíž lze řídit velikost proudu dodávaného do zátěže při nižším výstupním napětí než je hodnota vstupního napětí, tedy při $U_Z < U_1$ a následně zvyšovat vstupní hodnotu napětí na výstupu měniče v závislosti na poměrné době sepnutí. Při své funkci měnič zároveň invertuje polaritu výstupního napětí oproti vstupnímu napětí, proto je také nazýván jako „invertující měnič“.



Obr. 5.7 – Kvazi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič se ZVS

Pro rozbor funkce vyjdeme z obvodového schématu měniče (Obr. 5.7) a jemu odpovídajících časových průběhů veličin na rezonančním obvodu (Obr. 5.8). Funkční schéma měniče (Obr. 5.9) zobrazuje pro každý interval část obvodu, kterým se uzavírá proud. V následujícím rozboru budou všechny prvky považovány za ideální a indukčnost tlumivky L_1 bude považována za nekonečně velkou, takže proud I_L je ideálně vyhlazený a proud tlumivkou může být nahrazen zdrojem konstantního proudu I_L .

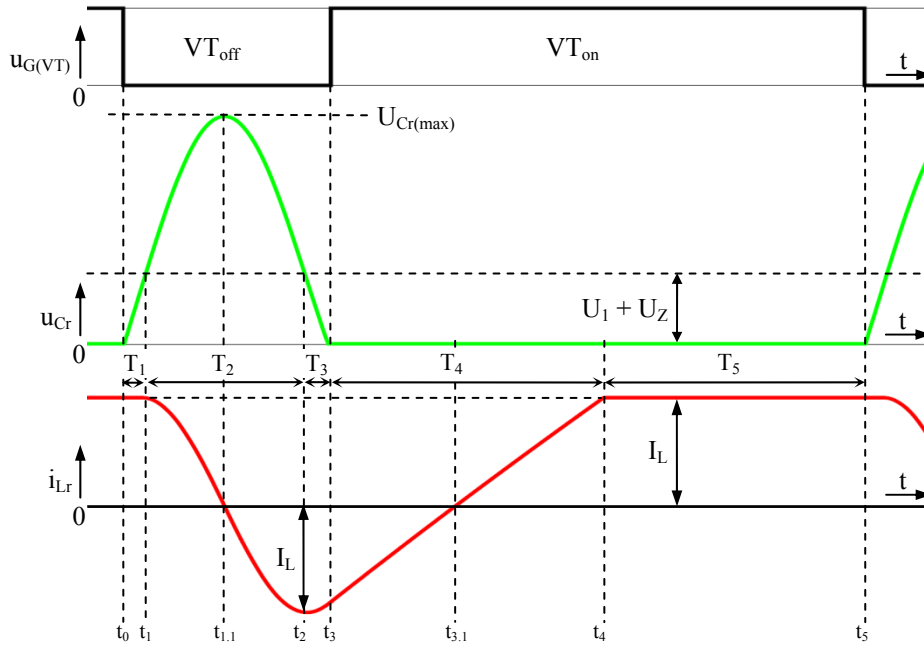
Rezonanční $L_r C_r$ obvod zvyšovacího měniče vykazuje rezonanční chování s kmitočtem dle vztahu (5.1) a charakteristickou impedancí dle vztahu (5.2).

Interval T_1 probíhá v čase $t_0 \leq t \leq t_1$. Spínač VT je vypnut v čase t_0 . Rezonanční kondenzátor C_r je nabíjen proudem I_L ze vstupního zdroje napětí nejprve na hodnotu napětí U_1 a poté díky zvyšovací tlumivce, která se chová jako zdroj proudu, až na napětí zátěže $U_1 + U_Z$. Změnu napětí na rezonančním kondenzátoru C_r lze zapsat vztahem

$$u_{Cr}(t) = \frac{I_L}{C_r} \cdot t \quad (5.37)$$

Interval končí v čase t_1 , kdy $u_{Cr}(t_1) = U_1 + U_Z$. Dobu trvání intervalu lze vyjádřit jako

$$T_1 = (U_1 + U_Z) \cdot C_r / I_L \quad (5.38)$$



Obr. 5.8 – Časový průběh veličin rezonančního obvodu ZVS kvazi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče

Interval T_2 probíhá v čase $t_1 \leq t \leq t_2$. Začíná rezonanční děj mezi $L_r C_r$. Napětí na rezonančním kondenzátoru C_r a stejně tak proud rezonanční cívky L_r mají sinusový charakter. Napětí na rezonančním kondenzátoru C_r se mění dle vztahu

$$u_{Cr}(t) = Z_0 I_L \sin \omega_0 t + U_1 + U_Z \quad (5.39)$$

V polovině intervalu, tedy v čase $t_{1.1} = \pi/2 \sqrt{L_r C_r}$ dosáhne napětí na C_r maximální hodnoty dle vztahu

$$U_{Cr(max)} = u_{Cr}(t_{1.1}) = I_L Z_0 + U_1 + U_Z \quad (5.40)$$

Proud rezonanční cívky L_r se po dobu intervalu mění dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = I_L \cos \omega_0 t \quad (5.41)$$

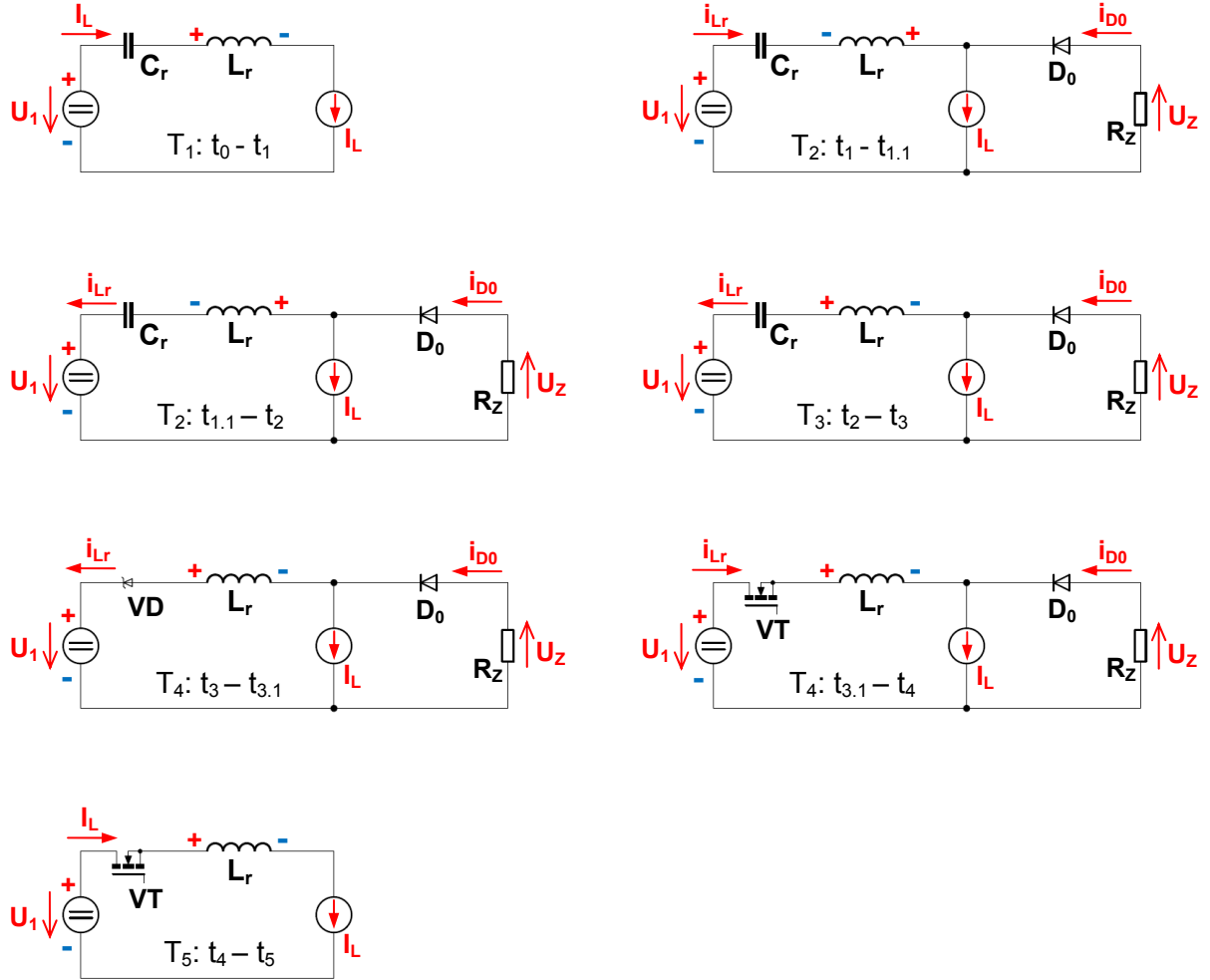
Diodou D_0 se uzavírá proud zátěže dle vztahu (5.42), přičemž na konci intervalu dosahuje v čase t_2 své maximální hodnoty dle vztahu (5.43).

$$i_{D0}(t) = I_L - i_{Lr}(t) \quad (5.42)$$

$$i_{D0(\max)} = i_{D0}(t_2) = 2I_L \quad (5.43)$$

Interval končí v čase t_2 , kdy napětí $u_{Cr}(t_2) = U_1 + U_Z$ a proud $i_{Lr}(t_2) = -I_L$. Délku intervalu lze vyjádřit

$$T_2 = \pi \sqrt{L_r C_r} \quad (5.44)$$



Obr. 5.9 – Funkční schéma pro jednotlivé intervaly ZVS kvazi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče

Interval T_3 probíhá v čase $t_2 \leq t \leq t_3$. Obvod je stále v rezonanci, tudíž rezonanční cívka L_r nutí do obvodu proud, který se mění dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = -I_L \cos(\omega_0 t - \pi) \quad (5.45)$$

Tímto proudem je vybíjen rezonanční kondenzátor C_r , jehož změnu napětí lze zapsat vztahem

$$u_{Cr}(t) = U_1 + U_Z - Z_0 I_L \sin(\omega_0 t - \pi) \quad (5.46)$$

Na konci intervalu dosahuje proud i_{Lr} rezonanční cívkou hodnotu

$$i_{Lr}(t_3) = -I_L \cos \left[\arcsin \left(\frac{U_1 + U_Z}{Z_0 I_L} \right) \right] \quad (5.47)$$

Přes diodu D_0 se stále uzavírá proud zátěže, který postupně snižuje svoji hodnotu dle vztahu (5.42). Interval končí v čase t_3 , kdy napětí na kondenzátoru $u_{Cr}(t_3) = 0$. Doba trvání intervalu lze vyjádřit vztahem

$$T_3 = \sqrt{L_r C_r} \arcsin \left(\frac{U_1 + U_Z}{Z_0 I_L} \right) \quad (5.48)$$

Interval T_4 probíhá v čase $t_3 \leq t \leq t_4$. Jelikož zpětná dioda VD nedovolí přebití kondenzátoru do záporných hodnot, nastává konec rezonance a proud i_{Lr} , který se uzavírá přes VD, narůstá lineárně ze záporné hodnoty $i_{Lr}(t_3)$ až k hodnotě I_L dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) + \frac{U_1 + U_Z}{L_r} t \quad (5.49)$$

Zpětná dioda VD vede proud i_{Lr} v intervalu $t_3 \leq t \leq t_{3,1}$, kdy jsou splněny podmínky sepnutí při nulovém napětí a dochází tedy k sepnutí spínače VT s eliminací zapínací ztráty. Doba trvání intervalu vhodného pro sepnutí spínače VT lze určit jako

$$t_3 \div t_{3,1} = -\frac{i_{Lr}(t_3)L_r}{U_1 + U_Z} \quad (5.50)$$

Interval končí v čase t_4 , kdy proud cívky $i_{Lr}(t_4) = I_L$ a proud zátěže přes diodu $i_{D0}(t_4) = 0$. Střední hodnotu proudu I_Z dodaného do zátěže během intervalů T_2, T_3, T_4 lze vyjádřit jako

$$I_Z = \frac{I_L U_1}{U_Z} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt \approx \frac{T_2 + T_3 + T_4}{T} I_L \quad (5.51)$$

Doba trvání intervalu lze vyjádřit dle vztahu

$$T_4 = \frac{[I_L - i_{Lr}(t_3)]L_r}{U_1 + U_Z} \quad (5.52)$$

Interval T_5 probíhá v čase $t_4 \leq t \leq t_5$. Spínačem VT protéká proud o velikosti I_L , který je dodáván ze zdroje napětí U_1 . Střední hodnotu proudu I_1 odebíraného ze zdroje U_1 lze vyjádřit jako

$$I_1 = \frac{I_L U_Z}{U_1} = \frac{1}{T} \int_{t_3}^{t_5} i_{Lr}(t) dt \approx \frac{T_5}{T} I_L \quad (5.53)$$

Doba trvání intervalu závisí především na podílu výstupního napětí U_Z a napětí na vstupu U_1 .

$$T_5 = \frac{U_Z}{U_1} (T_2 + T_3 + T_4) \quad (5.54)$$

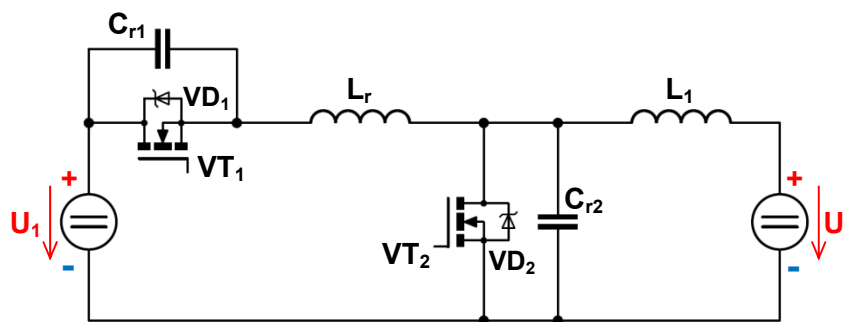
Interval končí v čase t_5 , kdy dochází k rozepnutí spínače VT při podmínkách ZVS a následnému opakování celého cyklu.

5.2 REZONANČNÍ MĚNIČE PRO DVOUKVADRANTNÍ PROVOZ

Následující popisované DC/DC ZVS rezonanční měniče pro dvoukvadrantní provoz vznikly složením rezonančních měničů pro jednokvadrantní provoz, takže obsahují dva rezonanční spínače v jednom obvodu, kdy podle práce v daném kvadrantu jeden pracuje jako spínač a druhý jako nulová dioda. Potom je rezonanční kondenzátor zapojen nejen paralelně ke spínači, ale také k diodě. Díky tomu tyto měniče vykazují multi-rezonanční chování mezi rezonanční cívkou a dvěma rezonančními kondenzátory nejenom k dosažení podmínek spínání při nulovém napětí pro hlavní spínač, ale i pro nulovou diodu. Všechny parazitní kapacity v obvodu, jako výstupní kapacita tranzistoru a kapacita přechodu zpětné diody, jsou vtaženy do rezonančního obvodu.

5.2.1 Snižovací/zvyšovací měnič

Spojením kvazi-rezonančního snižovacího (kapitola 5.1.1) a kvazi-rezonančního zvyšovacího (kapitola 5.1.2) měniče se ZVS vznikl následující ZVS dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič (Obr. 5.10), který pracuje v I. a II. kvadrantu. Z toho tedy vyplývá, že pro správnou funkci měniče je potřeba zajistit, aby napětí $U_1 > U_2$.



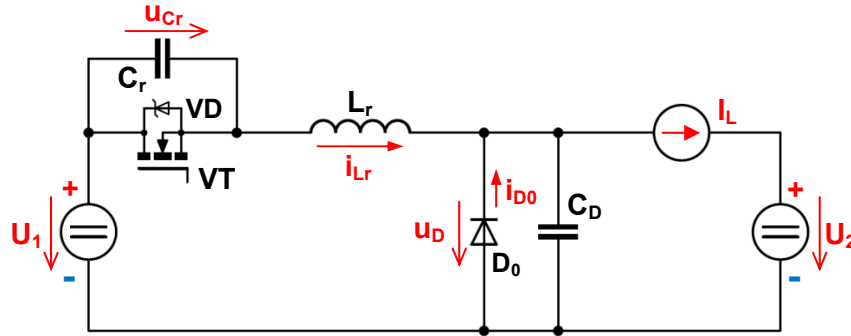
Obr. 5.10 – Dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič se ZVS

Režim práce pro I. kvadrant představuje přenos energie ze zdroje U_1 do zdroje U_2 . Při tomto režimu je spínán pouze tranzistor VT_1 a z tranzistoru VT_2 je využívána pouze jeho zpětná dioda VD_2 . Měnič tedy pracuje jako ZVS snižovací měnič – dále nazýváno jako snižovací mód.

Režim práce pro II. kvadrant představuje přenos energie ze zdroje U_2 do zdroje U_1 . Při tomto režimu je spínán pouze tranzistor VT_2 a z tranzistoru VT_1 je využívána pouze jeho zpětná dioda VD_1 . Měnič tedy pracuje jako ZVS zvyšovací měnič – dále nazýváno jako zvyšovací mód.

Pro tento typ dvoukvadrantního měniče je charakteristické, že ačkoli je složen ze dvou ZVS kvazi-rezonančních měničů, nevykazuje při své funkci výše popsané kvazi-rezonanční chování, nýbrž tzv. multi-rezonanční chování. Je to způsobeno paralelním zapojením rezonančních kondenzátorů ke spínačům, ačkoli jeden ze dvou spínačů není spínán a je využívána pouze jeho zpětná dioda. Poté vzniká zapojení, kde je paralelně zapojen kondenzátor jak ke spínači, tak k nulové diodě pro dosažení podmínek ZVS pro obě součástky. ZVS multi-rezonanční měniče byly vyvinuty za účelem eliminace parazitních oscilací způsobených kapacitou přechodu nulové diody, čili vtažení všech parazitních kapacit součástek do rezonančního obvodu. Díky tomu lze u ZVS multi-rezonančních měničů

dosáhnout ještě vyšších spínacích kmitočtů, zároveň se sníží přepětí na tranzistoru během doby vypnutí a zvýší se rozsah pracovní zátěže, při které jsou dodrženy podmínky ZVS spínání [27].



Obr. 5.11 – Náhradní schéma pro snižovací mód dvoukvadrantního snižovacího/zvyšovacího měniče

Funkce multi-rezonančního měniče je závislá nejenom na velikosti kapacit C_r a C_D , ale také na samotném spínacím cyklu, což bude dále rozebráno. Pro následující rozbor budou všechny prvky považovány za ideální a indukčnost tlumivky L_1 bude považována za nekonečně velkou, takže proud I_L je ideálně vyhlazený a proud tlumivkou může být nahrazen zdrojem konstantního proudu I_L . Rozbor funkce **snižovacího módu** vychází z obvodového schématu měniče (Obr. 5.11), jemu odpovídajících časových průběhů veličin na rezonančním obvodu (Obr. 5.12) a funkčních schémat pro jednotlivé intervaly (Obr. 5.13). Matematické vyjádření proudu i_{Lr} a napětí u_{Cr} , u_D je převzato a upraveno z literatury [32]-[35].

Na rozdíl od kvazi-rezonančního měniče dochází u multi-rezonančního měniče ke vzniku tří různých rezonančních stavů během jednoho spínacího cyklu. Základem měniče je rezonanční $L_r C_r$ obvod, který vykazuje rezonanční chování během intervalu T_3 s kmitočtem f_0 dle vztahu (5.1) a charakteristickou impedancí Z_0 dle vztahu (5.2). Dále dochází k rezonanci mezi $L_r C_D$ během intervalu T_1 s kmitočtem dle vztahu

$$f_D = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_D}} = \frac{\omega_D}{2\pi} \quad (5.55)$$

a charakteristickou impedancí

$$Z_D = \sqrt{\frac{L_r}{C_D}} \quad (5.56)$$

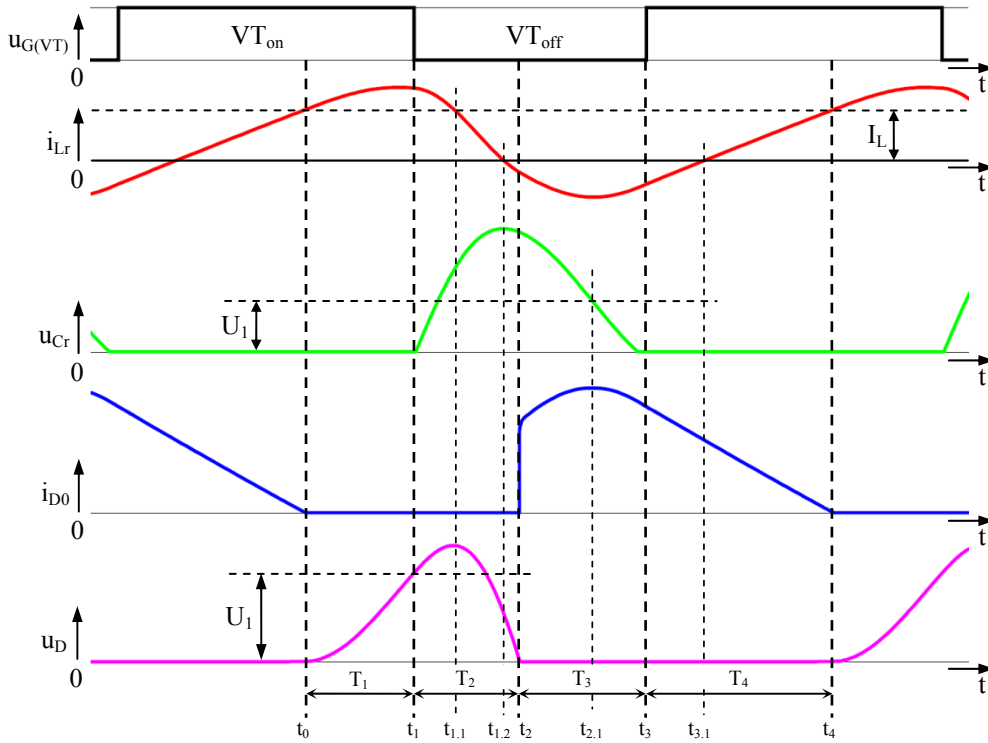
Během intervalu T_2 dochází k rezonanci mezi L_r a sériově řazenými kapacitami C_r a C_D s kmitočtem

$$f_{rD} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{rD}}} = \frac{\omega_{rD}}{2\pi} \quad (5.57)$$

a charakteristickou impedancí

$$Z_{rD} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{rD}}} \quad (5.58)$$

$$C_{rD} = \frac{C_r \cdot C_D}{C_r + C_D} \quad (5.59)$$



Obr. 5.12 – Časový průběh veličin rezonančního obvodu pro snižovací mód ZVS dvoukvadrantního snižovacího/zvyšovacího měniče

Interval T_1 probíhá v čase $t_0 \leq t \leq t_1$. Interval začíná v čase t_0 , kdy $i_{Lr}(t_0) = I_L$ a $u_D(t_0) = 0$. Spínač VT je protékán proudem i_{Lr} . Jelikož v tomto intervalu dochází k rezonanci mezi L_r a C_D , proud i_{Lr} se mění v čase dle vztahu (5.60) a změnu napětí u_D lze vyjádřit vztahem (5.61).

$$i_{Lr}(t) = I_L + \frac{U_1}{Z_D} \sin \omega_D t \quad (5.60)$$

$$u_D(t) = U_1 (1 - \cos \omega_D t) \quad (5.61)$$

Kondenzátor C_D je nabíjen proudem i_{CD} , který je dán vztahem

$$i_{CD}(t) = i_{Lr}(t) - I_L \quad (5.62)$$

Interval končí v čase t_1 , kdy je vypnut tranzistor VT při podmínkách ZVS. Potom $u_D(t_1) = U_1$ a proud i_{Lr} dosahuje své maximální hodnoty dle vztahu

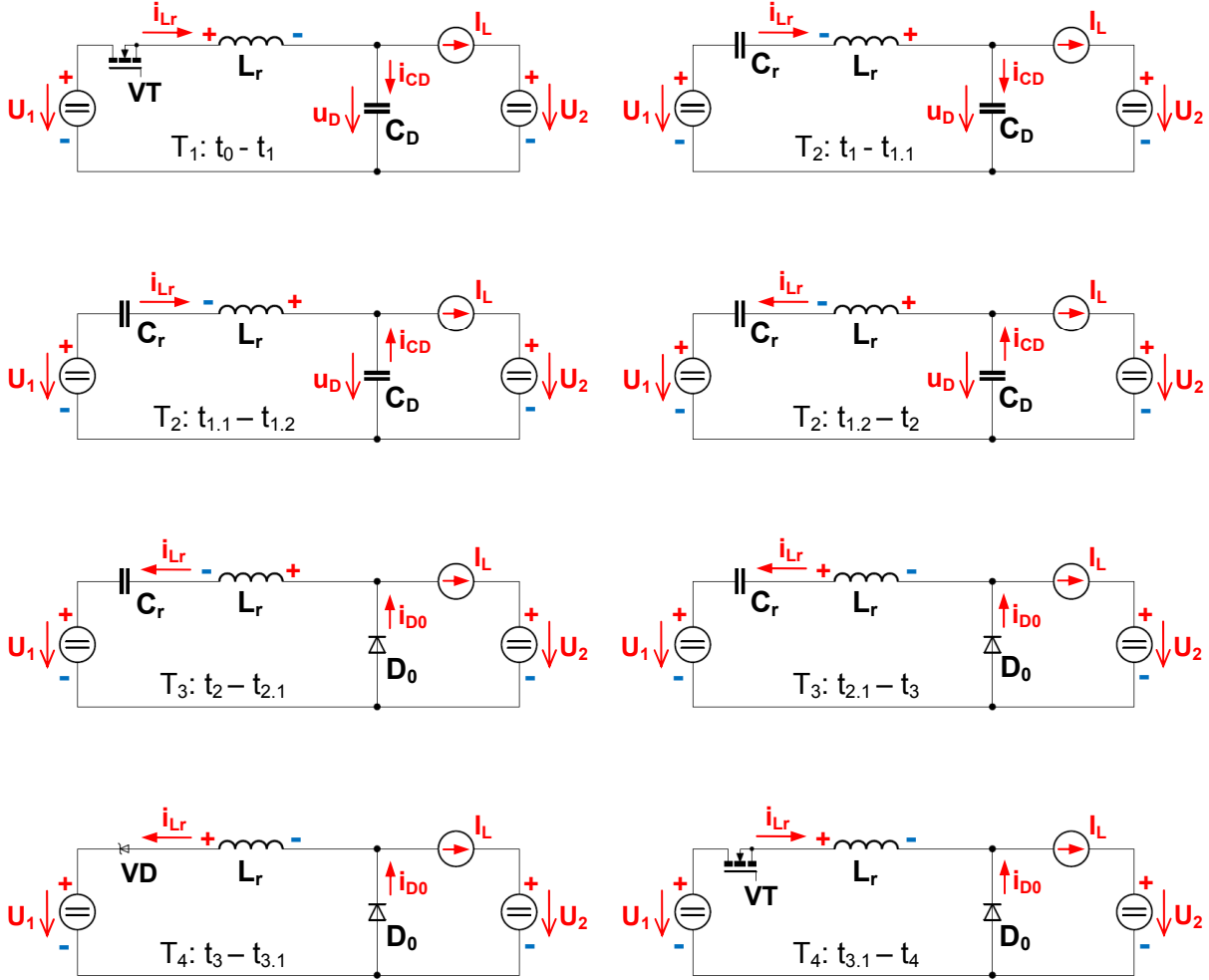
$$I_{Lr(\max)} = i_{Lr}(t_1) = I_L + \frac{U_1}{Z_D} \quad (5.63)$$

Potom dobu trvání intervalu T_1 lze vyjádřit jako

$$T_1 = \pi / 2 \sqrt{L_r C_D} \quad (5.64)$$

Doba trvání intervalu T_1 však může být různá, jelikož určuje velikost proudu I_L tekoucí do zátěže. Nedojde-li k vypnutí tranzistoru VT v čase t_1 , pokračuje pak dále rezonance mezi L_r a C_D , jejímž projevem je střídavá složka proudu i_{Lr} superponovaná na stejnosměrné složce proudu I_L a současně

s tím nabíjením a vybíjením kondenzátoru C_D . Tato rezonance ovlivňuje účinnost celého obvodu, protože dochází k dodatečným ztrátám na rezonančním $L_r C_D$ obvodu.



Obr. 5.13 – Funkční schéma jednotlivých intervalů pro snižovací mód ZVS dvoukvadrantního snižovacího/zvyšovacího měniče

Interval T_2 probíhá v čase $t_1 \leq t \leq t_2$. Interval začíná v čase t_1 , kdy je vypnut tranzistor VT při podmínkách ZVS a $u_{Cr}(t_1) = 0$. V tomto intervalu dochází k rezonanci mezi L_r a sériově řazenými kondenzátory C_r a C_D . Proudem i_{Lr} , který se mění v čase dle vztahu (5.65), je nabíjen kondenzátor C_r , jehož napětí u_{Cr} se mění v čase dle vztahu (5.66).

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1 - u_D(t_1)}{Z_{rD}} \sin \omega_{rD} t + i_{Lr}(t_1) \cos \omega_{rD} t + \frac{I_L \cdot C_r}{C_r + C_D} (1 - \cos \omega_{rD} t) \quad (5.65)$$

$$u_{Cr}(t) = \left[\frac{i_{Lr}(t_1) \cdot (C_r + C_D) - I_L \cdot C_r}{\omega_{rD} \cdot C_r \cdot (C_r + C_D)} \right] \sin \omega_{rD} t + \left[\frac{U_1 - u_D(t_1)}{C_r + C_D} \cdot C_D \right] (1 - \cos \omega_{rD} t) + \frac{I_L}{C_r + C_D} t \quad (5.66)$$

Proudem i_{CD} , který se mění v čase dle vztahu (5.62), je nabíjen kondenzátor C_D , přičemž změnu napětí u_D v čase lze zapsat vztahem

$$u_D(t) = \left[\frac{i_{Lr}(t_1)(C_r + C_D) - I_L C_r}{\omega_{rD} \cdot C_r (C_r + C_D)} \right] \sin \omega_{rD} t + \left[\frac{U_1 - u_D(t_1)}{C_r + C_D} C_r \right] (1 - \cos \omega_{rD} t) - \frac{I_L}{C_r + C_D} t + u_D(t_1) \quad (5.67)$$

Interval T_2 končí v čase t_2 , kdy $u_D(t_2) = 0$.

Z uvedených vztahů (5.65) – (5.67) vyplývá, že numerický výpočet doby trvání intervalu nebo maximálních hodnot napětí $U_{Cr(max)}$, $U_{D(max)}$ je příliš složitý, kdy výpočet vede na transcendentní rovnice, které je potřeba řešit např. iterací. Proto je vhodnější provádět návrh pomocí počítačové simulace.

Interval T_3 probíhá v čase $t_2 \leq t \leq t_3$. Interval začíná v čase t_2 , kdy končí rezonance z předchozího intervalu, jelikož nulová dioda D_0 nedovolí přebití kondenzátoru C_D do záporných hodnot. Začíná tedy rezonance mezi L_r a C_r . Rezonanční kondenzátor C_r je vybíjen proudem i_{Lr} , který se mění v čase dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1 - u_{Cr}(t_2)}{Z_0} \sin \omega_0 t + i_{Lr}(t_2) \cos \omega_0 t \quad (5.68)$$

Změnu napětí na kondenzátoru C_r lze vyjádřit jako

$$u_{Cr}(t) = Z_0 i_{Lr}(t_2) \sin \omega_0 t + [u_{Cr}(t_2) - U_1] \cos \omega_0 t + U_1 \quad (5.69)$$

Přes zpětnou diodu D_0 se uzavírá rozdílový proud zátěže a rezonančního obvodu, který v čase $t_{2,1}$ dosahuje své maximální hodnoty $I_{D(max)}$. Tyto závislosti lze vyjádřit vztahy

$$i_{D0}(t) = I_L - i_{Lr}(t) \quad (5.70)$$

$$I_{D(max)} = i_{D0}(t_{2,1}) = I_L - \frac{U_1 - u_{Cr}(t_2)}{Z_0} \quad (5.71)$$

Interval T_3 končí v čase t_3 , kdy $u_{Cr}(t_3) = 0$.

Interval T_4 probíhá v čase $t_3 \leq t \leq t_4$. Interval začíná v čase t_3 , kdy napětí na rezonančním kondenzátoru poklesne k nule, tedy $u_{Cr}(t_3) = 0$, a jelikož zpětná dioda VD zamezí přebití kondenzátoru C_r do záporných hodnot, nastává konec rezonančního stavu a proud i_{Lr} lineárně narůstá ze záporné hodnoty $i_{Lr}(t_3)$ až na hodnotu I_L dle vztahu

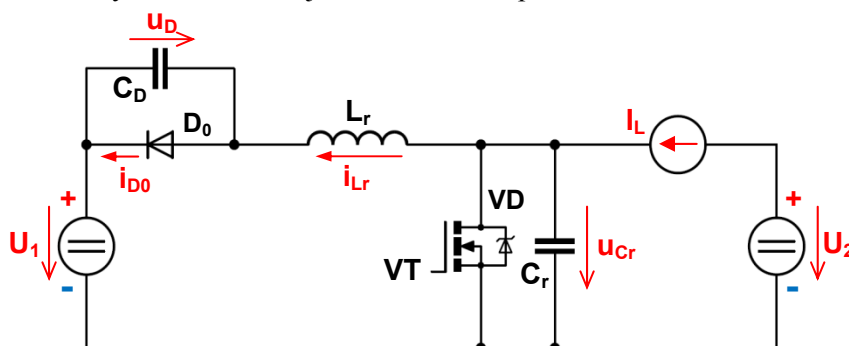
$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) + \frac{U_1}{L_r} t \quad (5.72)$$

V čase $t_3 \leq t \leq t_{3,1}$ jsou splněny podmínky ZVS pro sepnutí tranzistoru VT s eliminací jeho zapínacích ztrát. Během intervalu T_4 se stále uzavírá proud nulovou diodou D_0 dle vztahu (5.70). Interval T_4 končí v čase t_4 , kdy $i_{Lr}(t_4) = I_L$ a následně se celý cyklus opakuje.

Zvyšovací mód ZVS dvoukvadrantního snižovacího/zvyšovacího měniče představuje přenos energie ze zdroje U_2 do zdroje U_1 . Zdroj U_2 je tedy v tomto případě napájecí zdroj napětí a U_1 představuje zátěž měniče. Měnič, stejně jako u snižovacího módu, vykazuje multi-rezonanční chování.

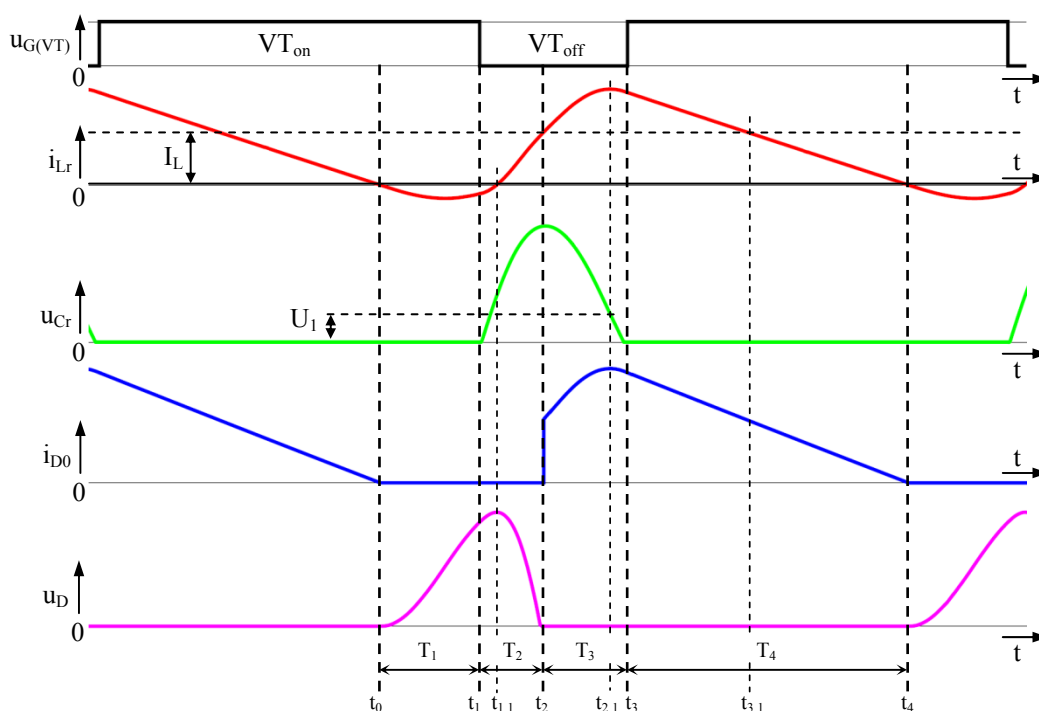
Rozbor funkce zvyšovacího módu vychází z obvodového schématu měniče (Obr. 5.14), jemu odpovídajících časových průběhů veličin na rezonančním obvodu (Obr. 5.15) a funkčních schémat pro jednotlivé intervaly (Obr. 5.16). Pro následující rozbor budou všechny prvky považovány za ideální a

indukčnost tlumivky L_1 bude považována za nekonečně velkou, takže proud I_L je ideálně vyhlazený a proud tlumivkou může být nahrazen zdrojem konstantního proudu I_L .



Obr. 5.14 – Náhradní schéma pro zvyšovací mód dvoukvadrantního snižovacího/zvyšovacího měniče

Při bližším prozkoumání funkčních schémat pro jednotlivé intervaly zvyšovacího (Obr. 5.16) a snižovacího (Obr. 5.13) módu lze rozpoznat, že jsou topologicky ekvivalentní pro dané intervaly. Při bližším pohledu na časové průběhy veličin na rezonančním obvodu (Obr. 5.12 a Obr. 5.15) lze taktéž najít obdobnou spojitost, proto matematické odvození časových průběhů veličin i_{Lr} , u_{Cr} a u_D nebude při rozboru dále uváděno.



Obr. 5.15 – Časový průběh veličin rezonančního obvodu pro zvyšovací mód ZVS dvoukvadrantního snižovacího/zvyšovacího měniče

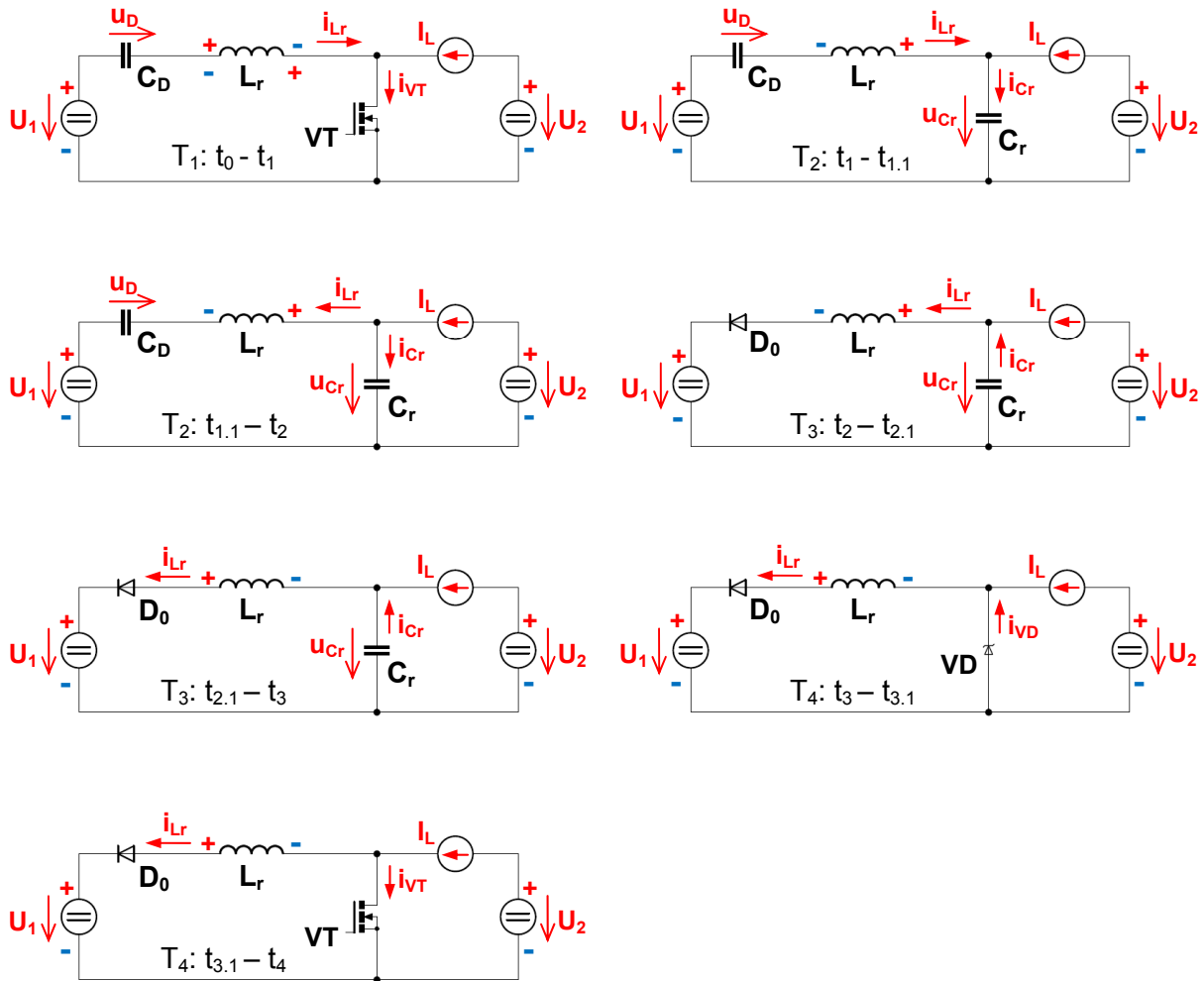
Interval T_1 probíhá v čase $t_0 \leq t \leq t_1$. Interval začíná v čase t_0 , kdy $i_{Lr}(t_0) = 0$ a $u_D(t_0) = 0$. Spínač VT je protékán proudem i_{VT} dle vztahu (5.73). V tomto intervalu dochází k rezonanci mezi L_r a C_D s kmitočtem a charakteristickou impedancí dle vztahu (5.55) a (5.56), a proto proud i_{Lr} a napětí u_D vykazují sinusový charakter. Funkční schéma (Obr. 5.16) pro interval T_1 zobrazuje dvojí polaritu

tlumivky, protože kondenzátor C_D je nejprve nabíjen proudem zátěže na hodnotu napětí U_I a dále vlivem rezonance až na hodnotu napětí $u_D(t_I)$.

$$i_{VT}(t) = I_L - i_{Lr}(t) \quad (5.73)$$

Interval končí v čase t_I , kdy je vypnut tranzistor VT při podmínkách ZVS.

Doba trvání intervalu T_1 není pevně dána vlivem rezonance, nýbrž závisí na požadavku velikosti proudu I_L tekoucího do zátěže. Nedojde-li k vypnutí tranzistoru VT v čase t_I , pokračuje pak dále rezonance mezi L_r a C_D , jejímž projevem je střídavý proud i_{Lr} a současně s tím nabíjení a vybíjení kondenzátoru C_D . Tato rezonance ovlivňuje účinnost celého obvodu, protože dochází k dodatečným ztrátám na rezonančním $L_r C_D$ obvodu.



Obr. 5.16 – Funkční schéma jednotlivých intervalů pro zvyšovací mód ZVS dvoukvadrantního snížovacího/zvyšovacího měniče

Interval T_2 probíhá v čase $t_I \leq t \leq t_2$. Interval začíná v čase t_I , kdy je spínač VT vypnut při podmínkách ZVS a začíná rezonanční stav mezi L_r a sériově řazenými kondenzátory C_r a C_D s kmitočtem a charakteristickou impedancí dle vztahu (5.57) a (5.58). Kondenzátor C_r je vlivem rezonance nabíjen proudem i_{Cr} dle vztahu (5.74). V době, kdy napětí na kondenzátoru C_r dosahuje své

maximální hodnoty $U_{Cr(max)}$, se proud $i_{Lr} = I_L$. V čase $t_{1,1}$ dochází ke změně polarity proudu i_{Lr} a napětí u_D na kondenzátor C_D začíná klesat se sinusovým charakterem.

$$i_{Cr}(t) = I_L - i_{Lr}(t) \quad (5.74)$$

Interval končí v čase t_2 , kdy $u_D(t_2) = 0$.

Interval T_3 probíhá v čase $t_2 \leq t \leq t_3$. Interval začíná v čase t_2 , kdy končí rezonanční stav z intervalu T_2 a začíná rezonanční stav mezi L_r a C_r s kmitočtem a charakteristickou impedancí dle vztahu (5.1) a (5.2). Dioda D_0 přechází do stavu vodivosti a uzavírá se přes ni proud i_{Lr} , jehož střídavá složka je superponována na stejnosměrném proudu I_L . Tato střídavá složka proudu i_{Lr} se uzavírá přes rezonanční kondenzátor C_r a vlivem rezonance narůstá její hodnota až do stavu, kdy $u_{Cr}(t_{2,1}) = U_I$. Vlivem pokračující rezonance je kondenzátor vybit až na nulové napětí, tedy $u_{Cr}(t_3) = 0$ a proud komutuje na zpětnou diodu VD , která nedovolí přebíjení kondenzátoru C_r do záporných hodnot, a proto nastává konec rezonance. Interval tedy končí v čase t_3 , kdy $u_{Cr}(t_3) = 0$.

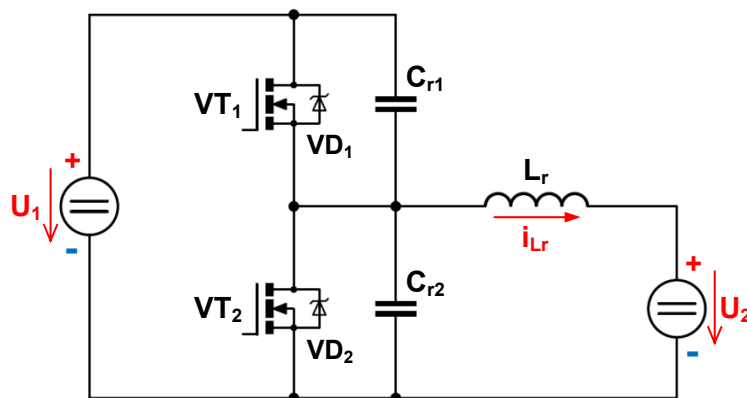
Interval T_4 probíhá v čase $t_3 \leq t \leq t_4$. V tomto intervalu nevykazuje měnič rezonanční chování, tudíž proud rezonanční tlumivky i_{Lr} klesá lineárně k nule. Proud i_{Lr} se uzavírá nejprve přes zpětnou diodu VD , kdy proud zpětnou diodou i_{VD} lze zapsat vztahem

$$i_{VD}(t) = -i_{VT}(t) = i_{Lr}(t) - I_L \quad (5.75)$$

V čase $t_3 \leq t \leq t_{3,1}$, kdy se uzavírá proud přes zpětnou diodu VD , lze sepnout tranzistor VT při podmínkách ZVS, kdy dochází k eliminaci jeho zapínacích ztrát. V čase $t_{3,1}$ se proud $i_{Lr} = I_L$ a dochází ke komutaci proudu z diody VD na tranzistor VT . Interval končí v čase t_4 , kdy $i_{Lr} = 0$ a následně se celý cyklus opakuje.

5.2.2 Půlmůstkový snižovací/zvyšovací měnič

Následující ZVS dvoukvadrantní půlmůstkový snižovací/zvyšovací měnič (Obr. 5.17) vykazuje kvazi-rezonanční chování po dobu nutnou pro přebíjení kondenzátorů C_{r1} a C_{r2} .



Obr. 5.17 – Dvoukvadrantní půlmůstkový snižovací/zvyšovací měnič se ZVS

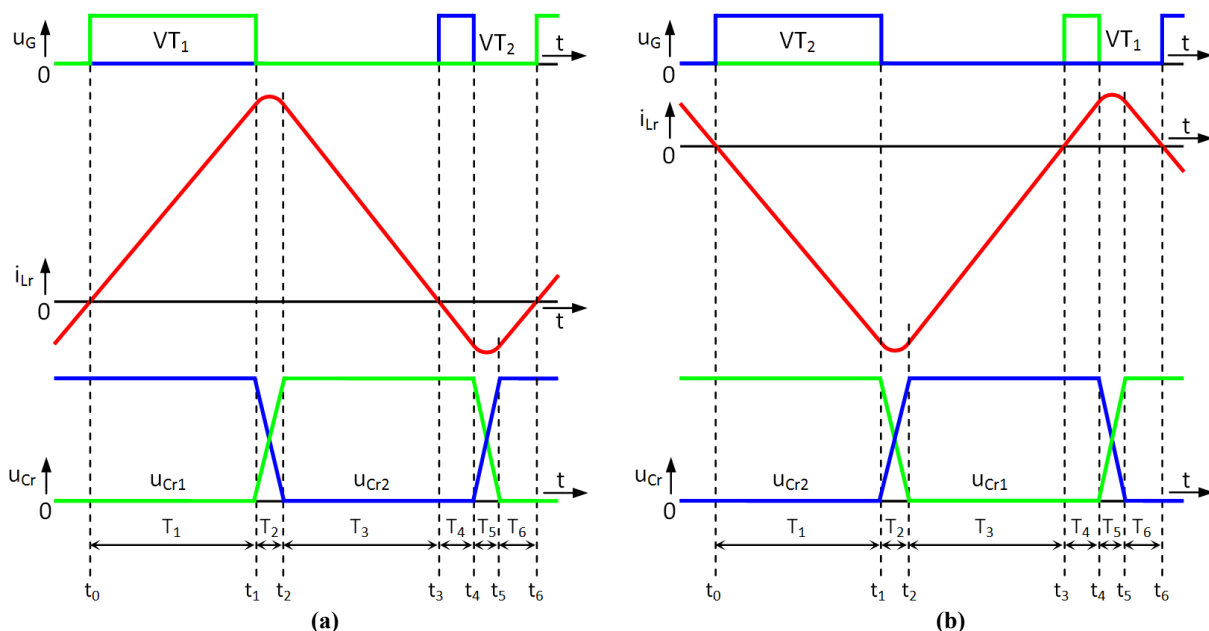
Měnič opět pracuje v I. a II. kvadrantu, proto je pro správnou funkci potřeba zajistit, aby napětí $U_1 > U_2$. Dále pro správnou funkci potřebuje měnič jak na vstupu, tak na výstupu zdroj napětí, jelikož během jednoho spínacího cyklu dochází ke změně polarity proudu i_{Lr} , díky čemu jsou zajištěny podmínky spínání při nulovém napětí pro spínače VT_1 , VT_2 . Jako zdroj napětí postačí vhodně

dimenzovaný nabitý kondenzátor. Výhoda dvoukvadrantního měniče v půlmůstkovém zapojení spočívá především v napětovém namáhání spínačů VT_1 a VT_2 , které jsou v závěrném směru namáhány napětím U_1 nezávisle na dalších parametrech obvodu.

Režim práce pro I. kvadrant představuje přenos energie ze zdroje U_1 do zdroje U_2 . Při tomto režimu je spínán tranzistor VT_1 pro přenos energie a VT_2 pouze pro docílení podmínek ZVS. Měnič tedy pracuje jako ZVS snižovací měnič – dále nazýváno jako snižovací mód.

Režim práce pro II. kvadrant představuje přenos energie ze zdroje U_2 do zdroje U_1 . Při tomto režimu je spínán tranzistor VT_2 pro přenos energie a VT_1 pouze pro docílení podmínek ZVS. Měnič tedy pracuje jako ZVS zvyšovací měnič – dále nazýváno jako zvyšovací mód.

Rozbor funkce měniče pro oba režimy práce vykazuje rezonanční chování s kmitočtem f_0 dle vztahu (5.1) a charakteristickou impedancí Z_0 dle vztahu (5.2), kde $C_{r1} + C_{r2} = C_r$. Vlastní spínací kmitočet měniče by měl být výrazně nižší než rezonanční kmitočet f_0 . Pro rozbor jsou uvažovány všechny prvky měniče jako ideální a dále nezávislost strmosti napětí u_{Cr1} , u_{Cr2} na velikosti proudu i_{Lr} .



Obr. 5.18 – Časový průběh veličin rezonančního obvodu ZVS dvoukvadrantního půlmůstkového snižovacího/zvyšovacího měniče: (a) snižovací mód; (b) zvyšovací mód

Rozbor **snižovacího módu** měniče vychází z obvodového schématu měniče (Obr. 5.17), časových průběhů veličin (Obr. 5.18a) a funkčních schémat pro jednotlivé intervaly (Obr. 5.19).

Interval T_1 probíhá v čase $t_0 \leq t \leq t_1$. Spínač VT_1 je sepnut, VT_2 rozepnut. Přes VT_1 a rezonanční cívku L_r se uzavírá proud i_{Lr} , který lineárně roste dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1}{L_r} t \quad (5.76)$$

Interval končí v čase t_1 , kdy je spínač VT_1 rozepnut při podmínkách ZVS.

Interval T_2 probíhá v čase $t_1 \leq t \leq t_2$. Spínače VT_1 , VT_2 jsou rozepnuty a dochází ke změně napětí na rezonančních kondenzátorech C_{r1} a C_{r2} . Změnu proud i_{Lr} cívky L_r lze vyjádřit jako

$$i_{L_r}(t) = \frac{(U_1 - U_2)}{Z_0} \sin \omega_0 t + i_{L_r}(t_1) \quad (5.77)$$

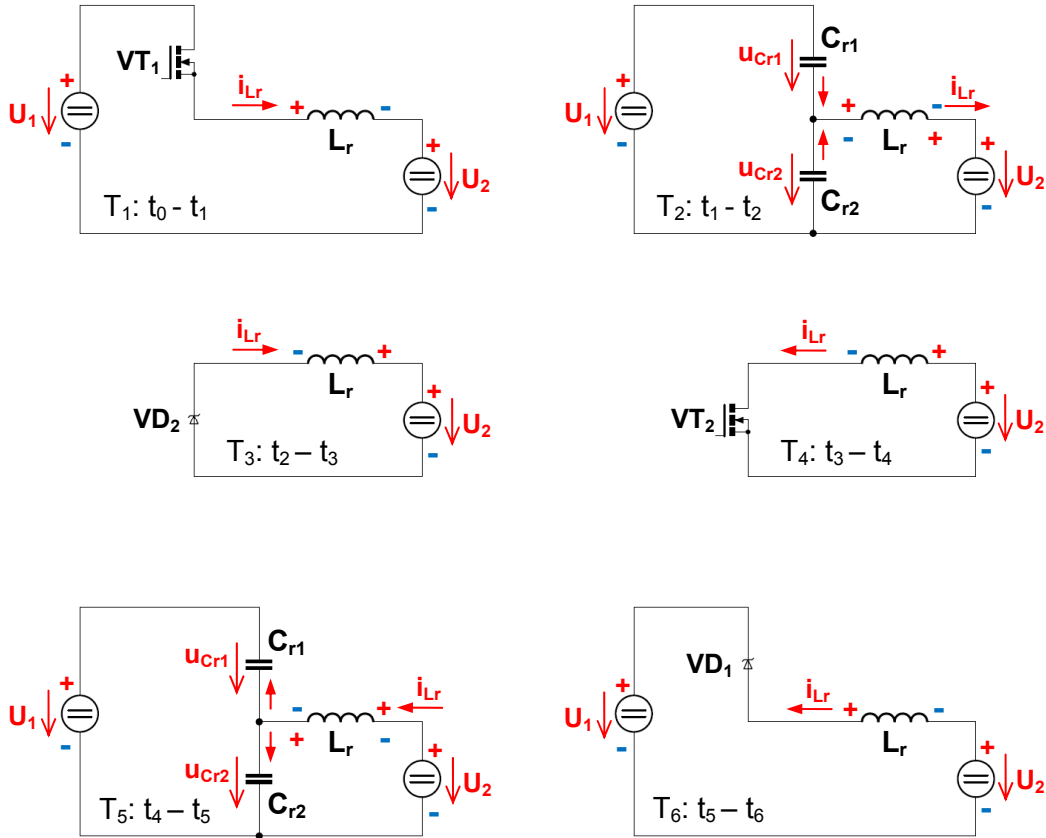
Kondenzátor C_{r1} se nabíjí z nulového napětí na hodnotu napětí vstupního zdroje U_1 lineárně dle vztahu (5.78) a C_{r2} se vybíjí z U_1 na nulovou hodnotu napětí lineárně dle vztahu (5.79).

$$u_{Cr1}(t) = \frac{i_{L_r}(t_1)}{C_r} t \quad (5.78)$$

$$u_{Cr2}(t) = U_1 - \frac{i_{L_r}(t_1)}{C_r} t \quad (5.79)$$

Během intervalu dochází ke změně polaroty napětí na cívce L_r , a to v čase, kdy $u_{Cr2} = U_2$. Interval končí v čase t_2 , kdy $u_{Cr1}(t_2) = U_1$ a $u_{Cr2}(t_2) = 0$. Dobu trvání intervalu lze vyjádřit jako

$$T_2 = U_1 \cdot C_r / i_{L_r}(t_1) \quad (5.80)$$



Obr. 5.19 – Funkční schéma jednotlivých intervalů pro snižovací mód ZVS dvoukvadrantního půlmůstkového snižovacího/zvyšovacího měniče

Interval T_3 probíhá v čase $t_2 \leq t \leq t_3$. Přes zpětnou diodu VD_2 se uzavírá dozívající proud rezonanční cívky L_r a tento lineární pokles proudu lze vyjádřit vztahem

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_2) - \frac{U_1}{L_r} t \quad (5.81)$$

$$i_{Lr}(t_2) = i_{Lr}(t_1) \frac{U_1}{2U_2} \quad (5.82)$$

Během intervalu T_3 jsou zajištěny podmínky spínání v nule napětí pro spínač VT_2 . Interval končí v čase t_3 , kdy $i_{Lr}(t_3) = 0$. Dobu trvání intervalu lze vyjádřit jako

$$T_3 = \frac{i_{Lr}(t_2) \cdot L_r}{U_1} = \frac{U_1}{2U_2} T_1 \quad (5.83)$$

Interval T_4 probíhá v čase $t_3 \leq t \leq t_4$. Spínač VT_2 je sepnut, dochází ke změně polaritě proudu i_{Lr} , který lineárně narůstá v záporných hodnotách dle vztahu

$$i_{Lr}(t) = -\frac{U_2}{L_r} t \quad (5.84)$$

Doba trvání intervalu závisí na potřebné velikosti proudu $i_{Lr}(t_4)$, který zajišťuje optimální rychlost přebití kondenzátorů C_{r1} a C_{r2} pro zajištění podmínek sepnutí v nule napětí pro spínač VT_1 . Interval končí v čase t_4 , kdy je spínač VT_2 rozepnut při podmínkách ZVS.

Interval T_5 probíhá v čase $t_4 \leq t \leq t_5$. VT_1 , VT_2 jsou rozepnuty, dochází k změně napětí na kondenzátorech C_{r1} a C_{r2} . Děje v tomto intervalu jsou ekvivalentní k dějům v intervalu T_2 . Ze vztahů pro dobu trvání intervalů T_2 (5.80) a T_5 (5.85) si lze povšimnout, že linearita i strmost napětí kondenzátorů je závislá na velikosti proudu $i_{Lr}(t)$. Dobu trvání intervalu T_5 lze vyjádřit vztahem

$$T_5 = -\frac{U_1 \cdot C_r}{i_{Lr}(t_4)} \quad (5.85)$$

Interval končí v čase t_5 , kdy $u_{Cr1}(t_5) = 0$ a $u_{Cr2}(t_5) = U_1$.

Interval T_6 probíhá v čase $t_5 \leq t \leq t_6$. Proud rezonanční cívky i_{Lr} dozívá přes zpětnou diodu VD_1 , interval je tedy ekvivalentní k intervalu T_3 . Dobu trvání intervalu T_6 lze vyjádřit dle vztahu

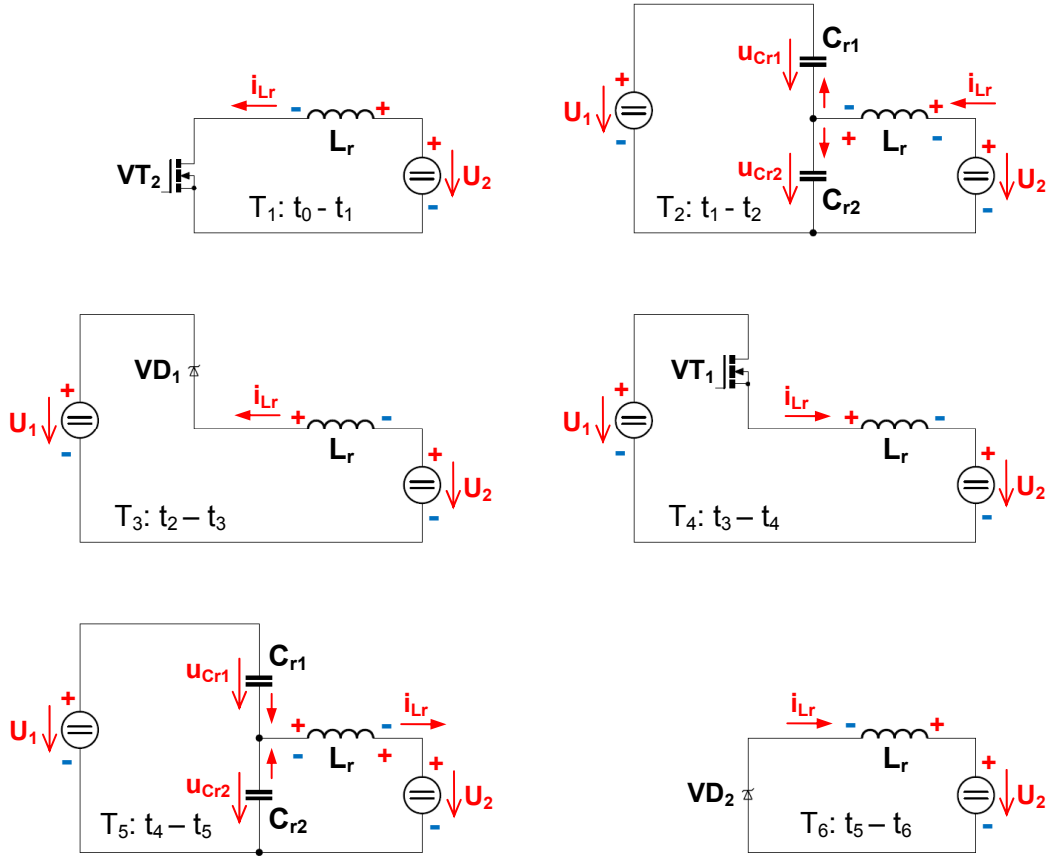
$$T_6 = -\frac{i_{Lr}(t_4) \cdot L_r}{U_1} = \frac{2U_2}{U_1} T_4 \quad (5.86)$$

Během intervalu T_6 jsou zajištěny podmínky ZVS pro sepnutí tranzistoru VT_1 . Interval končí v čase t_6 , kdy proud $i_{Lr}(t_6) = 0$ a následně se celý cyklus opakuje.

Rozbor **zvyšovacího módu** měniče vychází z obvodového schématu měniče (Obr. 5.17), časových průběhů veličin na rezonančním obvodu (Obr. 5.18b) a funkčních schémat pro jednotlivé intervaly (Obr. 5.20). Při bližším prozkoumání funkčních schémat pro jednotlivé intervaly zvyšovacího a snižovacího módu lze rozpoznat, že jsou topologicky ekvivalentní, např. pro intervaly T_1 a T_4 , T_2 a T_5 atd. Stejnou spojitost lze nalézt mezi časovými průběhy veličin na rezonančním obvodu, proto matematické odvození časových průběhů veličin nebude při rozboru dále uváděno.

Interval T_1 probíhá v čase $t_0 \leq t \leq t_1$. Spínač VT_2 je sepnut, VT_1 rozepnut. Přes VT_2 a cívku L_r se uzavírá proud i_{Lr} , který lineárně narůstá. Interval končí v čase t_1 , kdy je spínač VT_2 rozepnut při podmínkách ZVS.

Interval T_2 probíhá v čase $t_1 \leq t \leq t_2$. Spínače VT_1 , VT_2 jsou rozepnuty, dochází ke změně napětí na rezonančních kondenzátorech C_{r1} a C_{r2} . Během přebíjení kondenzátorů dochází ke změně polarity napětí na cívce L_r z důvodu nabití kondenzátoru C_{r2} na napětí $U_1 > U_2$. Interval končí v čase t_2 , kdy $u_{Cr1}(t_2) = 0$ a $u_{Cr2}(t_2) = U_1$.



Obr. 5.20 – Funkční schéma jednotlivých intervalů pro zvyšovací mód ZVS dvoukvadrantního půlmůstkového snižovacího/zvyšovacího měniče

Interval T_3 probíhá v čase $t_2 \leq t \leq t_3$. Přes zpětnou diodu VD_1 se uzavírá dozínávající proud rezonanční cívky L_r , čímž jsou zajištěny podmínky pro sepnutí v nule napětí pro spínač VT_1 . Interval končí v čase t_3 , kdy $i_{Lr}(t_3) = 0$.

Interval T_4 probíhá v čase $t_3 \leq t \leq t_4$. Spínač VT_1 je sepnut, dochází ke změně polarity proudu i_{Lr} , který lineárně narůstá v záporných hodnotách. Interval končí v čase t_4 , kdy je spínač VT_1 rozpínán při podmínkách ZVS.

Interval T_5 probíhá v čase $t_4 \leq t \leq t_5$. Spínače VT_1 , VT_2 jsou rozepnuty, dochází k změně napětí na kondenzátorech C_{r1} a C_{r2} . Interval končí v čase t_5 , kdy $u_{Cr1}(t_5) = U_1$ a $u_{Cr2}(t_5) = 0$.

Interval T_6 probíhá v čase $t_5 \leq t \leq t_6$. Proud rezonanční cívky i_{Lr} dozínává přes zpětnou diodu VD_2 , čímž jsou zajištěny podmínky pro sepnutí v nule napětí pro spínač VT_2 . Interval končí v čase t_6 , kdy proud $i_{Lr}(t_6) = 0$ a následně se celý cyklus opakuje.

6 ANALÝZA DC/DC REZONANČNÍCH MĚNIČŮ

Předchozí kapitola byla věnována rozboru rezonančního chování, neboli spínacího cyklu vybraných rezonančních DC/DC měničů. V této kapitole bude provedena analýza těchto měničů, jejíž výsledky ukazují na omezení, kterými jsou DC/DC rezonanční měniče zatíženy oproti běžným DC/DC měničům s tvrdým spínáním. Analýza bude provedena pro obecnou aplikaci s odporovou zátěží, a to nejprve pro kvazi-rezonanční měniče, následně pro multi-rezonanční měniče a dále pro půlmůstkový rezonanční měnič.

Podstatou analýzy rezonančních měničů je stanovit závislost výstupních veličin na vstupních veličinách a dalších obvodových parametrech měničů, jelikož chování výstupních veličin rezonančních měničů se značně odlišuje od standardních DC/DC měničů s tvrdým spínáním, což bude dále dokázáno pomocí přenosových charakteristik. Cílem analýzy je také srovnání kvazi-rezonančních měničů s multi-rezonančními měniči a následně s půlmůstkovým rezonančním měničem.

Analýza bude provedena jak pomocí matematického vyjádření hledaných závislostí, tak pomocí počítačové simulace získané z programu OrCAD PSpice 16.0. Pro následující analýzu kvazi-rezonančních měničů a půlmůstkového rezonančního měniče budou všechny prvky v obvodu měniče považovány za ideální, ale pro analýzu multi-rezonančních měničů však již budou uvažovány ztráty na polovodičových prvcích a rezonančních elementech. Proud I_L bude stále považován za ideálně vyhlazený, tedy bez střídavé složky.

6.1 KVAZI-REZONANČNÍ MĚNIČE

Kvazi-rezonanční měniče lze poměrně jednoduše analyzovat pomocí matematického vyjádření hledaných závislostí výstupních veličin měniče. Pro získání těchto závislostí byly využity poznatky uvedené v lit. [36]-[38]. Analýza se opírá o obvodová schémata a značení veličin zavedených v předcházející kapitole 5.1. Nejprve je ovšem potřeba si zavést veličiny, jež charakterizují vlastní rezonanční obvod. Jedná se tedy o úhlovou rychlost ω_0 rezonančního obvodu dle vztahu (6.1), frekvenci kmitů f_0 rezonančního obvodu dle vztahu (6.2) a vlastní impedanci Z_0 rezonančního obvodu dle vztahu (6.3).

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.2)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.3)$$

Pro stanovení hledaných závislostí výstupních veličin rezonančních měničů je vhodné zavést tzv. normovací parametry r a M , které zpřehledňují získané výsledky analýzy. Parametr r , který je vyjádřen vztahem (6.4), udává závislost mezi hodnotou odporové zátěže a vlastní impedancí rezonančního obvodu měniče a bude dále nazýván zatěžovacím parametrem.

$$r = \frac{R_Z}{Z_0} = \frac{R_Z}{\omega_0 L_r} = \omega_0 C_r R_Z \quad (6.4)$$

Hledanou závislost mezi výstupním napětím U_Z a vstupním napětím U_I rezonančních DC/DC měničů lze označit parametrem M dle vztahu (6.5), který udává přenos napětí a proudu ze vstupu na výstup měniče, proto bude dále nazýván přenosovým parametrem.

$$M = \frac{U_Z}{U_I} = \frac{I_I}{I_Z} \quad (6.5)$$

Jak bylo dříve uvedeno v kapitole 4.5, ZVS kvazi-rezonanční měniče nemohou pracovat v režimu naprázdno nebo při malém zatížení, jelikož by nebylo dosaženo podmínek spínání v nule napětí. Je tedy nutno zajistit, aby rezonančním obvodem protékal určitý proud o velikosti I_L , jinak nedojde na rezonančním kondenzátoru k poklesu napětí na nulovou hodnotu během intervalu T_3 , viz rozbor rezonančního chování kvazi-rezonančních měničů. Tato podmínka pro zajištění podmínek ZVS pro snižovací měnič je určena vztahem (6.6), kde $I_L = I_Z$. Z této podmínky lze stanovit minimální hodnotu napětí $U_{Cr(\min)}$, kterým je namáhán tranzistor ve vypnutém stavu.

$$I_L Z_0 \geq U_I \quad (6.6)$$

$$U_{Cr(\min)} = 2 \cdot U_I \quad (6.7)$$

Pro zvyšovací měnič je podmínka dosažení ZVS dána vztahem (6.8), kde $I_L = I_I$.

$$I_L Z_0 \geq U_Z \quad (6.8)$$

$$U_{Cr(\min)} = 2 \cdot U_Z \quad (6.9)$$

Následně u snižovacího/zvyšovacího měniče je tato podmínka dána vztahem (6.10), kde $I_L = I_I + I_Z$.

$$I_L Z_0 \geq U_I + U_Z \quad (6.10)$$

$$U_{Cr(\min)} = 2 \cdot (U_I + U_Z) \quad (6.11)$$

Uvedené podmínky pro zajištění spínání v nule napětí pro snižovací, zvyšovací a snižovací/zvyšovací kvazi-rezonanční měniče lze pomocí parametrů r a M přepsat na jedinou podmínku dle vztahu (6.12), která vyhovuje pro všechny tři typy měničů.

$$r \leq M \quad (6.12)$$

Z podmínek pro zajištění ZVS lze také vytvořit vztahy pro dimenzování komponent rezonančního obvodu, tedy kondenzátoru C_r a cívky L_r . Pro případ snižovacího měniče jsou tyto vztahy zapsány jako (6.13) a (6.14).

$$C_r \leq \frac{I_Z}{U_I \omega_0} \quad (6.13)$$

$$L_r \geq \frac{U_I}{I_Z \omega_0} \quad (6.14)$$

Závislost výstupních veličin analyzovaných kvazi-rezonančních měničů je odlišná ve srovnání s běžnými DC/DC měniči s tvrdým spínáním, u kterých je výstupní napětí závislé pouze na poměrné době sepnutí a celkové periodě spínacího cyklu. Oproti tomu u kvazi-rezonančních měničů je výstupní napětí závislé na zatížení měniče, respektive na zatěžovacím parametru r . Přenosové funkce pro kvazi-rezonanční měniče, jejichž odvození je uvedeno v přílohové části této práce, lze získat porovnáním vstupní a výstupní energie měničů. Pro ZVS snižovací kvazi-rezonanční měnič lze přenosovou funkci zapsat vztahem (6.15).

$$M = \frac{U_z}{U_1} = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right] \quad (6.15)$$

$$\alpha = \pi + \arcsin\left(\frac{r}{M}\right) \quad (6.16)$$

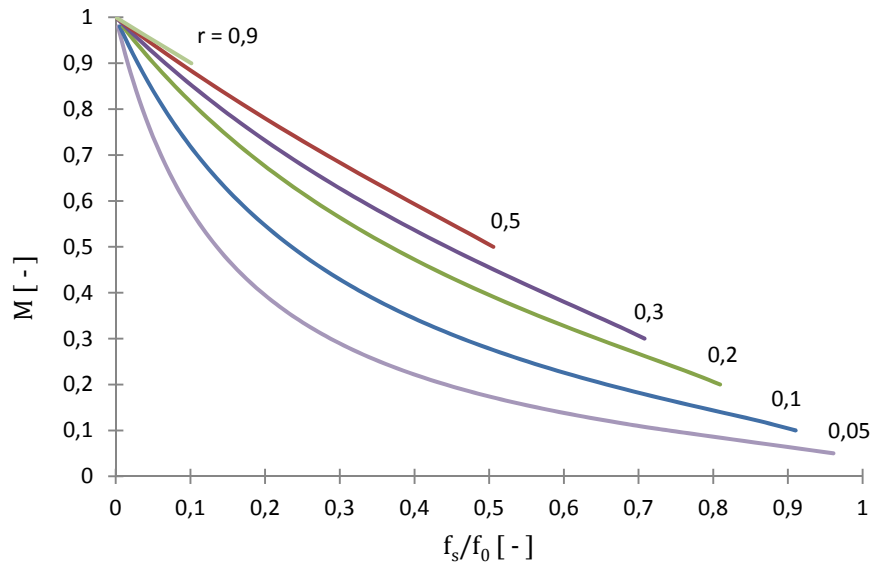
Přenosová funkce pro ZVS zvyšovací kvazi-rezonanční měnič je určena vztahem (6.17).

$$M = \frac{U_z}{U_1} = \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_0} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right]} \quad (6.17)$$

Přenosová funkce pro ZVS snižovací/zvyšovací kvazi-rezonanční měnič je určena vztahem (6.18).

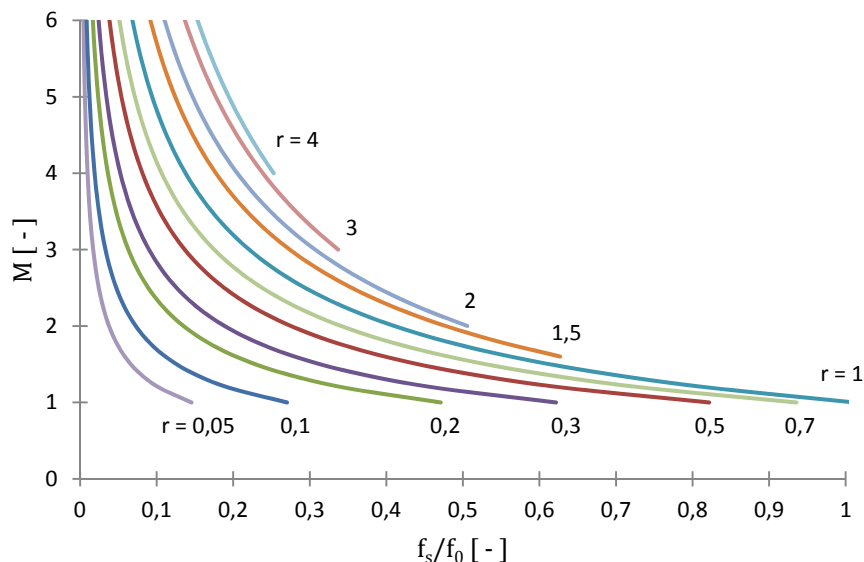
$$M = \frac{U_z}{U_1} = \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_0} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right]} - 1 \quad (6.18)$$

Grafické vyjádření přenosové funkce pro zatěžovací parametr r je pro ZVS snižovací kvazi-rezonanční měnič vyobrazeno na Obr. 6.1.

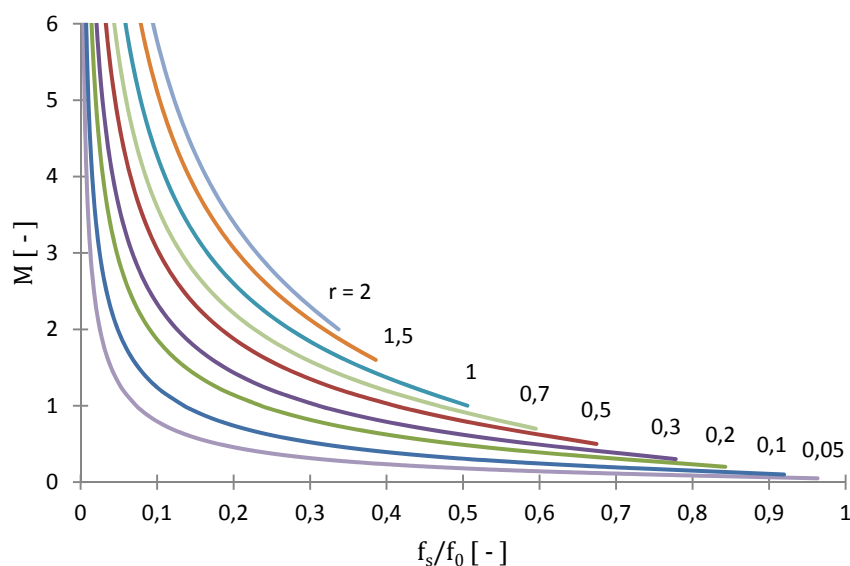


Obr. 6.1 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS snižovací kvazi-rezonanční měnič

Pro ZVS zvyšovací kvazi-rezonanční měnič je grafické vyjádření přenosové funkce pro zatěžovací parametr r vyobrazeno na Obr. 6.2 a pro ZVS snižovací/zvyšovací kvazi-rezonanční měnič na Obr. 6.3



Obr. 6.2 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS zvyšovací kvazi-rezonanční měnič



Obr. 6.3 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS snižovací/zvyšovací kvazi-rezonanční měnič

Uvedené přenosové funkce mají další využití při vlastním návrhu kvazi-rezonančních měničů, jak bude ukázáno v následující kapitole 7. Především grafická zobrazení přenosových funkcí usnadňují návrh kvazi-rezonančních, jelikož lze podle nich předběžně stanovit rozsah hodnot indukčnosti a kapacity rezonančních elementů L_r a C_r , na jejichž základě lze dále stanovit rozsah hodnot spínacích frekvencí, ve kterých bude měnič pracovat.

6.2 MULTI-REZONANČNÍ MĚNIČE

Analýzu multi-rezonančních měničů nelze provést analytickým způsobem, jak tomu bylo u kvazi-rezonančních měničů, proto následující analýza je provedena na základě simulačních výsledků z programu PSpice. Způsob simulace multi-rezonančních měničů je proveden v kapitole 8. Cílem analýzy multi-rezonančních měničů je nejenom stanovení závislosti výstupních veličin na vstupních veličinách, ale také vzhledem k chování multi-rezonančního obvodu stanovení závislosti napětí a proudu na multi-rezonančním obvodu měniče. Tyto závislosti lze kromě simulace určit i dalšími způsoby, např. měřením těchto veličin na fyzikálním modelu měniče nebo také čistě matematicky pomocí numerického řešení rovnic uvedených v kapitole 5.2.1. Při řešení těchto nelineárních rovnic lze využít např. numerické metody půlení intervalů nebo metody tečen, nazývanou též Newtonova metoda [34]. Při analýze multi-rezonančních měničů byly využity poznatky z lit. [40]-[45].

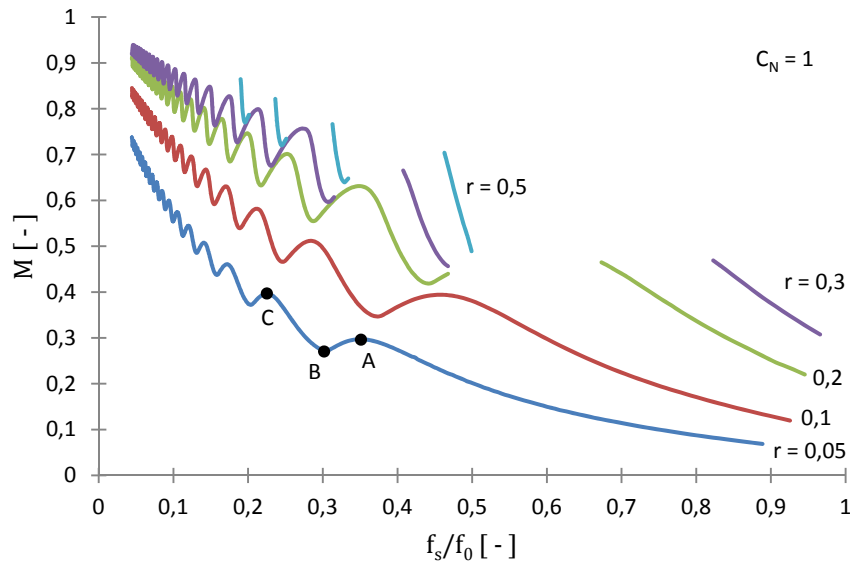
Analýza snižovacího (Obr. 5.11) i zvyšovacího (Obr. 5.14) multi-rezonančního měniče se opírá o obvodová schémata a značení veličin zavedených v předchozí kapitole 5.2.1. Opět je potřeba si zavést veličiny charakterizující rezonanční obvod, tedy úhlová rychlost ω_0 rezonančního obvodu dle vztahu (6.1), frekvence kmitů f_0 rezonančního obvodu dle vztahu (6.2) a vlastní impedance Z_0 rezonančního obvodu dle vztahu (6.3). Poměr kapacity přiložené paralelně k nulové diodě a ke spínací součástce charakterizuje parametr C_N dle vztahu

$$C_N = \frac{C_D}{C_r} \quad (6.19)$$

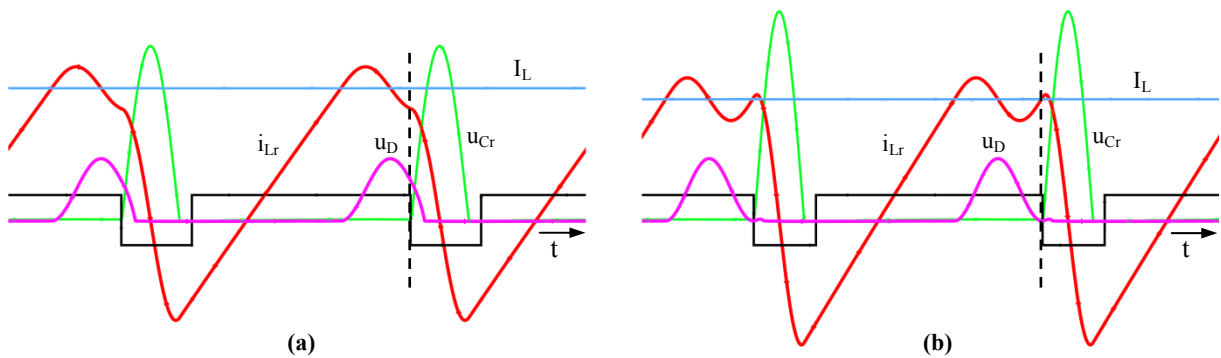
Parametry zátěže jsou opět charakterizovány zatěžovacím parametrem r , který je definován dle vztahu (6.4). Přenos mezi vstupem a výstupem měniče je charakterizován přenosovým parametrem M , který je definován jako poměr mezi výstupním a vstupním napětím dle vztahu (6.5).

Dále jsou uvedeny přenosové funkce pro oba multi-rezonanční měniče, a to pro tři různé parametry C_N , na kterých lze pozorovat změny v chování těchto měničů. Současně jsou pro dané měniče k jejich přenosovým charakteristikám uvedeny grafy zobrazující změny maximálního napětí $U_{Cr(max)}$ na spínací neboli na rezonančním kondenzátoru a také změny maximální hodnoty $I_{VT(max)}$ proudu spínačem v závislosti na spínacím kmitočtu. Pro obecné použití jsou hodnoty $U_{Cr(max)}$ a $I_{VT(max)}$ normovány v poměru ke vstupním nebo výstupním (dle typu měniče) hodnotám napětí a proudu.

Z přenosové funkce ZVS snižovacího multi-rezonančního měniče s $C_N = 1$ (Obr. 6.4) si lze povšimnout rozdílnosti chování tohoto měniče oproti snižovacímu kvazi-rezonančnímu měniči. Základní rozdíl je především ve zvlnění charakteristik, které je dáno samotným principem funkce multi-rezonančního obvodu. Na charakteristice přenosové funkce pro zatěžovací parametr $r = 0,05$ jsou zaneseny body A, B, které odpovídají časovým průběhům veličin na rezonančním obvodu (bod A - Obr. 6.5a; bod B - Obr. 6.5b). Z časových průběhů je patrné, že kolísání výstupního napětí ovlivňuje okamžik ukončení rezonance mezi L_r a C_D , jež probíhá v době vedení spínacího tranzistoru. Pro bod A je ukončena tato rezonance v okamžiku nejnižší hodnoty i_{Lr} v rámci první periody rezonance a pro bod B je rezonance ukončena na konci periody rezonance mezi L_r a C_D , kdy $u_D = 0$. Na charakteristice přenosové funkce je zanesen další bod C, jemuž odpovídá okamžik ukončení rezonance mezi L_r a C_D pro bod A s tím rozdílem, že se tento okamžik ukončení rezonance odehrává už v době druhé periody rezonance mezi L_r a C_D .



Obr. 6.4 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS snižovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$

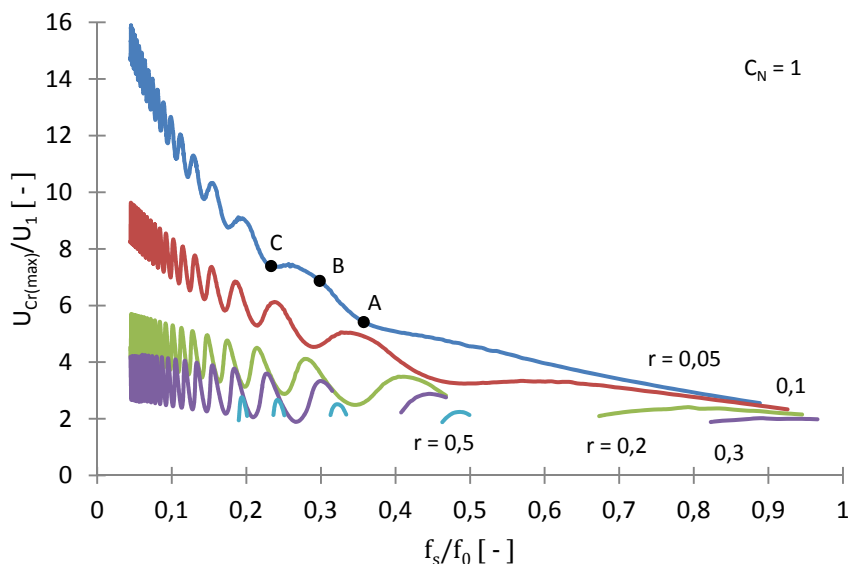


Obr. 6.5 – Časový průběh veličin na rezonančním obvodu ZVS snižovacího MRC: (a) pro bod A na přenosové funkci; (b) pro bod B na přenosové funkci

Na přenosové funkci snižovacího multi-rezonančního měniče s $C_N = 1$ lze pozorovat další odlišnost oproti kvazi-rezonančnímu měniči, a to nespojitost těchto charakteristik pro zatěžovací parametr $r = 0,2$ a vyšší, která je způsobena nedosažením podmínek spínání v nule napětí. Z toho plyne, že pro tyto zatěžovací parametry nelze přerušit rezonanci mezi L_r a C_D v době, jež byla u charakteristiky pro $r = 0,05$ označena body A a B, což lze pro rezonanci mezi L_r a C_D označit jako dobu od $3/4\pi$ do 2π , tedy do konce periody rezonance L_r a C_D .

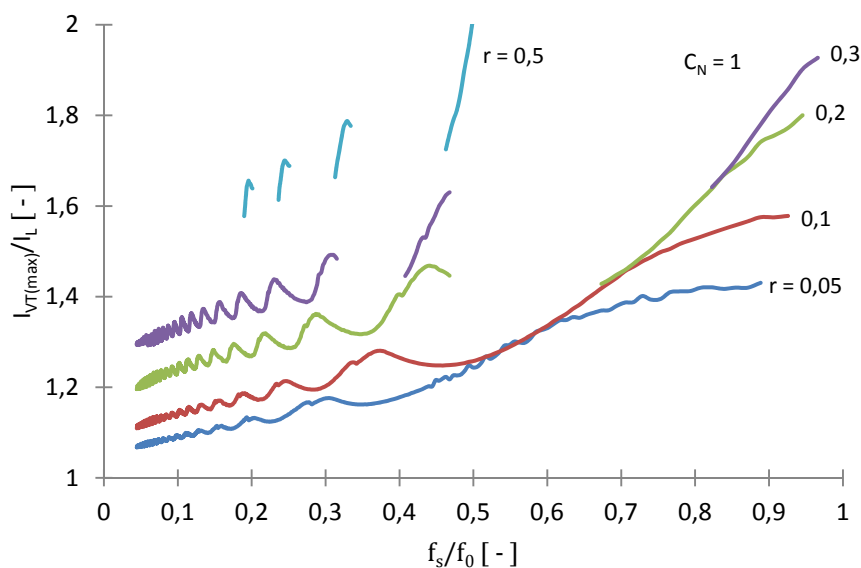
Z uvedené přenosové funkce lze také pozorovat, že rozsah zátěže, pro niž jsou zajištěny podmínky spínání v nule napětí, vyhovuje stanovené podmínce $r \leq M$, která byla zavedena u kvazi-rezonančních měničů. Navíc pro zátěže $r > 0,5$ se nepodařilo najít dostatečně velký rozsah spínací frekvence, kdy jsou splněny podmínky spínání ZVS. Dostatečně velkým rozsahem spínací frekvence je myšleno takové rozmezí spínací frekvence, kdy nebude nepatrná změna spínací frekvence vést k nestabilitě a nesplnění podmínek ZVS spínání. Nelze tedy pro multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$ říci, že multi-rezonanční měnič zlepšuje vlastnosti kvazi-rezonančního měniče z hlediska rozsahu pracovní zátěže.

Změna maximálního napětí na spínači neboli na rezonančním kondenzátoru C_r v poměru k napájecímu napětí U_I je zobrazena na Obr. 6.6. Lze na ní pozorovat změnu napětí $U_{Cr(max)}$ v dříve popisovaných bodech A, B a C. Na základě porovnání hodnot z těchto charakteristik s vypočtenou hodnotou napětí $U_{Cr(max)}$ pro kvazi-rezonanční měnič nelze říci, že multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$ zlepšuje vlastnosti kvazi-rezonančního měniče z hlediska snížení přepětí na spínači.



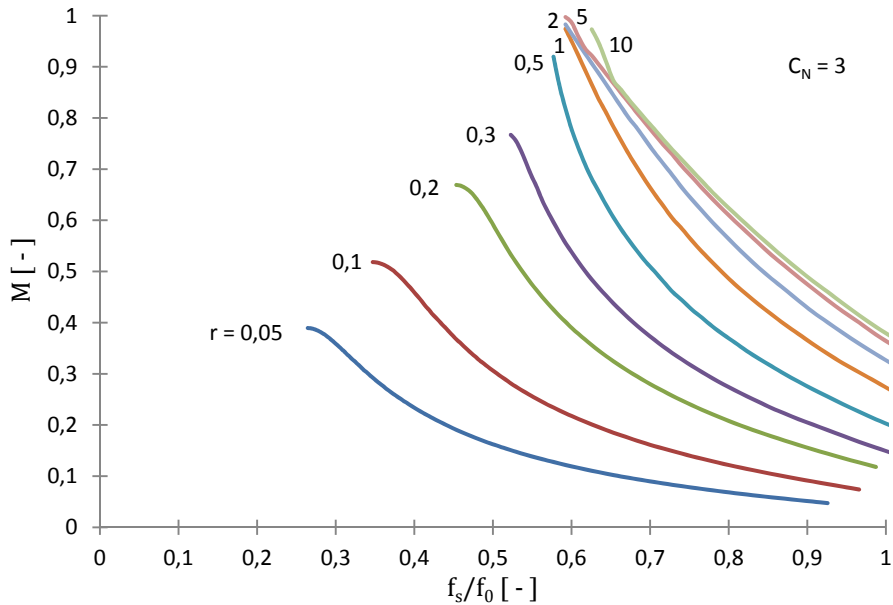
Obr. 6.6 – Grafické vyjádření změny napětí na spínači pro ZVS snižovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$

Na Obr. 6.7 je zachycena změna maximální hodnoty proudu spínačem v poměru k ustálené hodnotě proudu na výstupu I_L . Toto je nevýhoda multi-rezonančních měničů, neboť vznikají dodatečné ztráty na spínači tímto proudem. Jemné záškuby na charakteristikách jsou způsobeny výpočetním krokem a tolerancí při nastavení simulace, nikoli vlastním chováním multi-rezonančního obvodu.



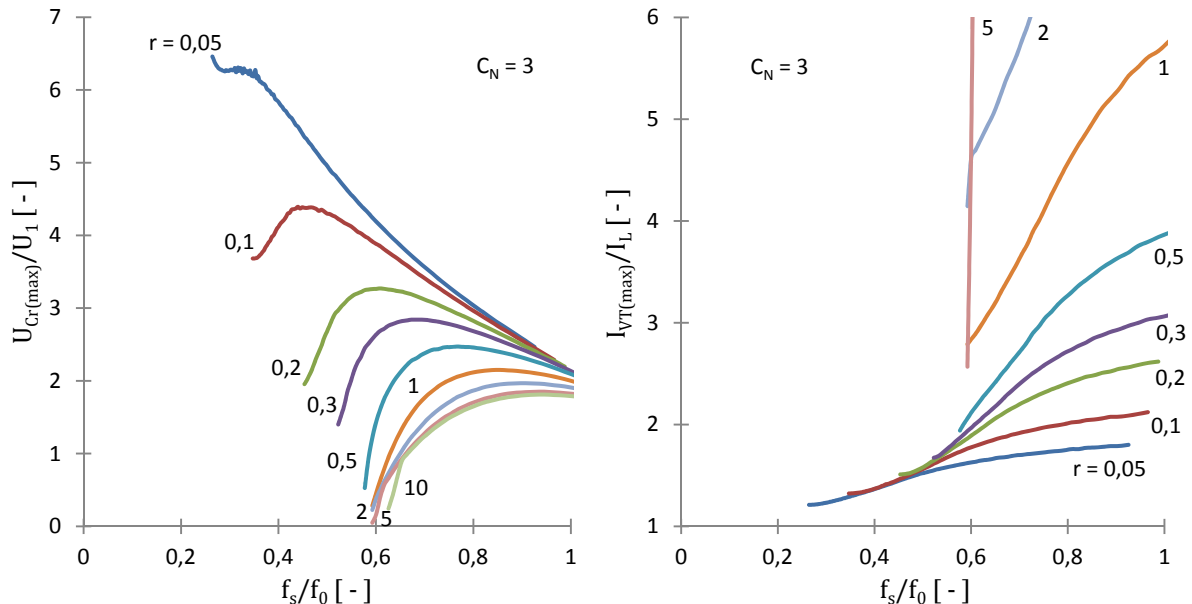
Obr. 6.7 – Grafické vyjádření změny proudu spínačem pro ZVS snižovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$

Přenosová funkce ZVS snižovacího multi-rezonančního měniče s $C_N = 3$ (Obr. 6.8) je zakreslena pouze pro dobu $3/4\pi$ periody rezonance mezi L_r a C_D , tedy po dobu, kdy se neprojevuje zvlnění charakteristik z důvodu rezonance mezi L_r a C_D . Je to taktéž doba, kdy se u vyšších hodnot parametru r neprojevuje nespojitost z důvodu nedosažení podmínek spínání v nule napětí.



Obr. 6.8 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS snižovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 3$

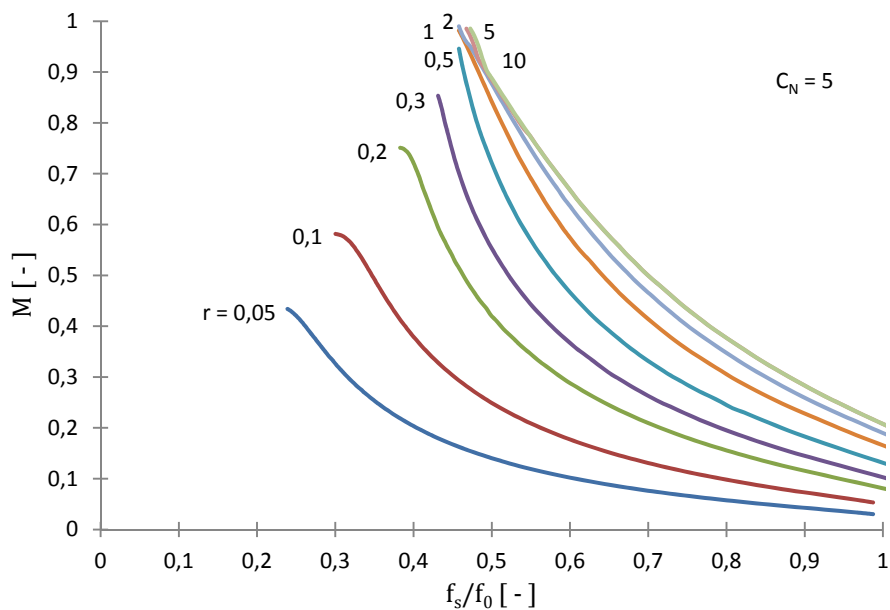
Z přenosové funkce je patrné, že multi-rezonanční měniče pracují především při $C_N > 1$, jelikož tehdy se začínají projevovat jejich výhody oproti kvazi-rezonančním měničům, což dokazuje zvýšení rozsahu pracovní zátěže, s níž by kvazi-rezonanční měnič nemohl pracovat.



Obr. 6.9 – Grafické vyjádření změny napětí na spínači (vlevo) a proudu spínačem (vpravo) pro ZVS snižovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 3$

Zvýšení rozsahu pracovní zátěže však s sebou nese i s tím spojenou nevýhodu, kterou lze pozorovat z Obr. 6.9 vpravo, kde je zobrazen poměr maximální hodnoty proudu spínačem k hodnotě výstupního proudu I_L . Z charakteristik je zřejmé, že došlo k nárůstu poměru $I_{VT(max)}/I_L$, což je dáno vyšší kapacitou paralelně připojenou k nulové diodě a tím i vyšší hodnotou proudu $I_{VT(max)}$, kterým se tato kapacita nabíjí. Vzniká tak vysoký okruhový proud, jenž způsobuje ztráty na vlastních odporech spínače, rezonanční cívky L_r a kapacity C_D . Zejména pro hodnoty zatěžovacího parametru $r > 1$ je tento poměr neúměrně vysoký, kdy pro $r = 5$ dosahuje až 20 násobku a pro $r = 10$ až 40 násobku výstupního proudu I_L při spínacím kmitočtu $f_s/f_0 = 1$ a postupně tento poměr klesá. To je způsobeno tím, že proud $I_{VT(max)}$, který nabíjí kapacitu C_D , má stále stejnou hodnotu, zatímco výstupní proud I_L je při vysokých spínacích kmitočtech a vysokých hodnotách odporové zátěže příliš malý.

Následně díky maximální hodnotě proudu i_{VT} , který je potřeba pro nabíjení kapacity C_D , jsou zajištěny podmínky spínání ZVS i pro nízké hodnoty výstupního proudu I_L a měnič může pracovat i při hodnotách napětí $U_{Cr(max)} < 2U_I$, jak byla stanovena podmínka pro kvazi-rezonanční měnič. Na základě porovnání hodnot z těchto charakteristik s vypočtenou hodnotou napětí $U_{Cr(max)}$ pro kvazi-rezonanční měnič nelze obecně říci, že multi-rezonanční měnič s $C_N = 3$ zlepšuje vlastnosti kvazi-rezonančního měniče z hlediska snížení přepětí na spínači.

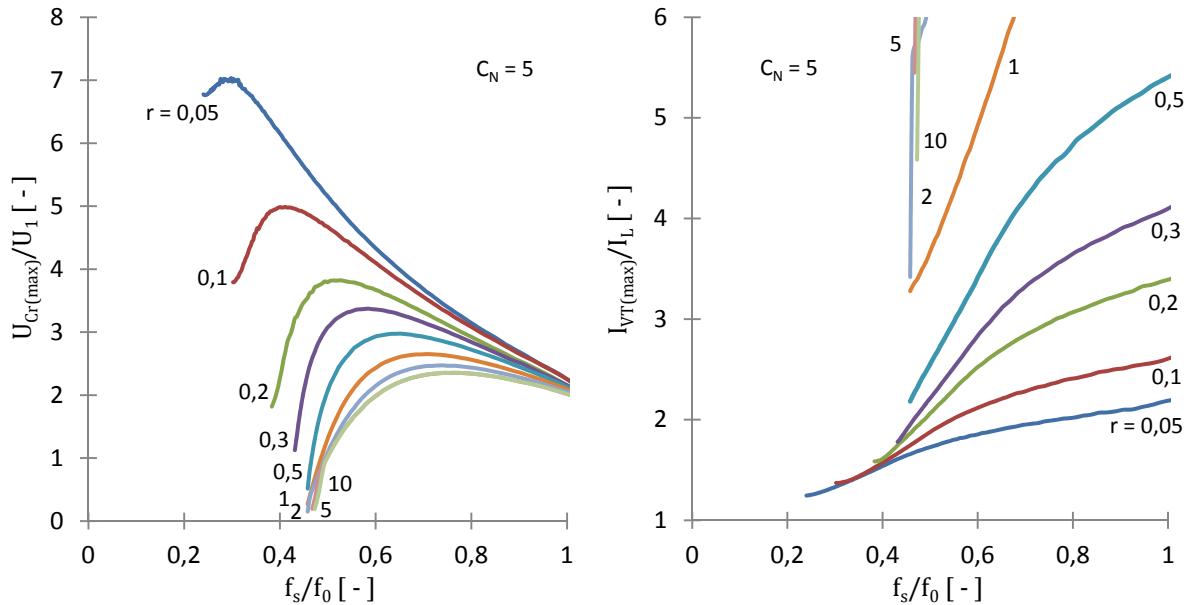


Obr. 6.10 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS snižovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 5$

Přenosová funkce ZVS snižovacího multi-rezonančního měniče s $C_N = 5$ (Obr. 6.10) je zakreslena opět pouze pro dobu $3/4\pi$ periody rezonance mezi L_r a C_D . Z přenosových funkcí multi-rezonančních měničů s $C_N = 3$ a $C_N = 5$ lze pozorovat, že se zvyšujícím se parametrem C_N se také zvyšuje rozsah spínacího kmitočtu f_s , ve kterém je rezonance mezi L_r a C_D stále v první periodě rezonance.

Nevýhody vyššího parametru C_N lze pozorovat na Obr. 6.11. Především došlo ke zvýšení poměrové maximální hodnoty proudu spínačem, která pro už $r = 1$ dosahuje hodnoty až 8,6 násobku výstupního proudu I_L a pro $r = 2$ až 10 násobku výstupního proudu I_L při spínacím kmitočtu f_s blízkém frekvenci f_0 . Kromě samotného zvýšení maximální hodnoty proudu $I_{VT(max)}$, který nabíjí

kondenzátor C_D paralelně připojeny k nulové diodě, má na navýšení této poměrové maximální hodnoty proudu vliv i samotné posunutí charakteristik přenosových funkcí, což vede k nižší hodnotě výstupního napětí a tím pádem i výstupního proudu I_L . Z charakteristik pro změnu napětí na spínači lze pozorovat, že pro multi-rezonanční měnič s $C_N = 5$ došlo ke zvýšení přepětí na spínači.



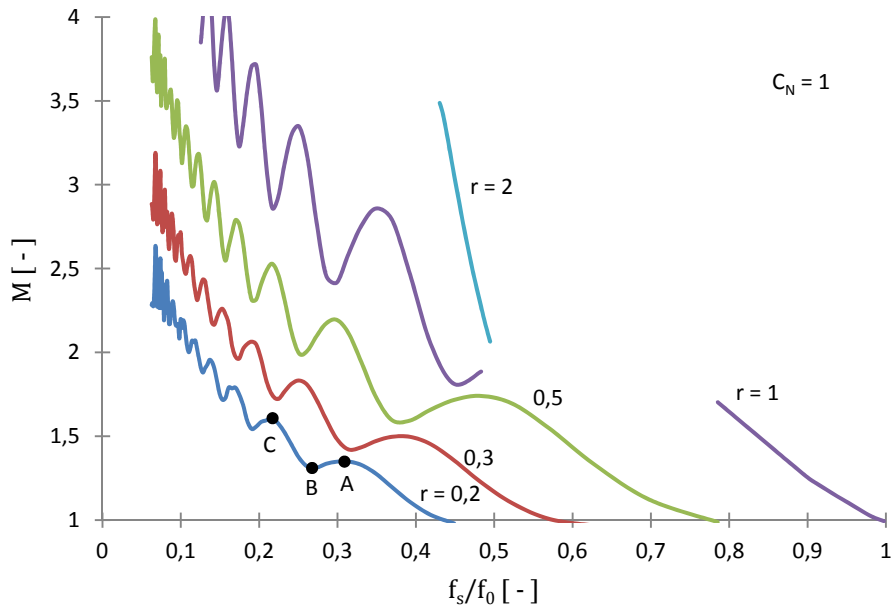
Obr. 6.11 – Grafické vyjádření změny napětí na spínači (vlevo) a proudu spínačem (vpravo) pro ZVS snižovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 5$

Z provedeného rozboru multi-rezonančního snižovacího měniče lze konstatovat, že s rostoucí hodnotou parametru C_N se zvyšuje maximální hodnota proudu $I_{VT(max)}$, která způsobuje na prvcích obvodu dodatečné výkonové ztráty, a také se zvyšuje maximální hodnota napětí na spínači $U_{Cr(max)}$.

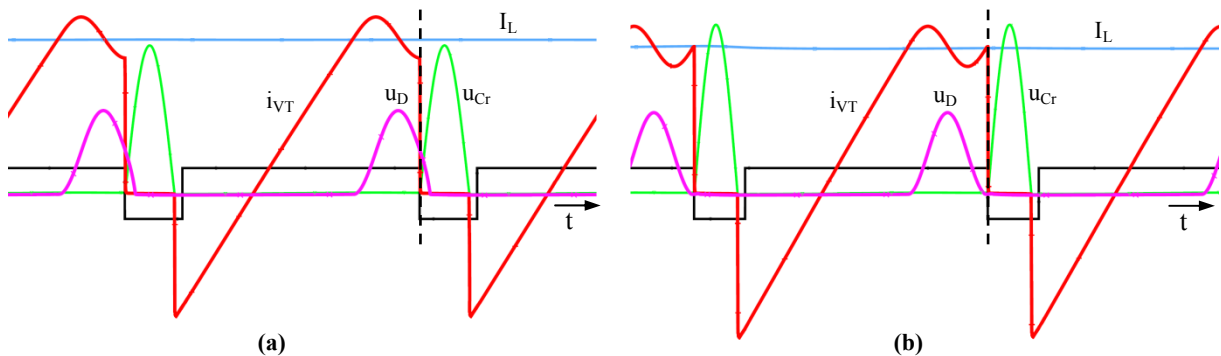
Dalším analyzovaným multi-rezonančním měničem je zvyšovací typ měniče. Značení obvodových veličin bude použito dle kapitoly 5.2.1, tudíž vstupní ideálně vyhlazený proud je označen jako I_L , vstupní napětí jako U_2 a výstupní napětí jako U_1 . Toto značení je dáno využitím multi-rezonančního typu měniče jako dvoukvadrantového měniče s reverzací proudu.

Z přenosové funkce ZVS zvyšovacího multi-rezonančního měniče s $C_N = 1$ (Obr. 6.12) si lze povšimnout rozdílnosti chování tohoto měniče oproti zvyšovacímu kvazi-rezonančnímu měniči. Základní rozdíl je opět především ve zvlnění charakteristik, které je dáno samotným principem funkce multi-rezonančního obvodu. Na charakteristice přenosové funkce pro zatěžovací parametr $r = 0,2$ jsou zaneseny body A, B, které odpovídají časovým průběhům veličin na rezonančním obvodu (bod A - Obr. 6.13a; bod B - Obr. 6.13b). Na Obr. 6.13 je zobrazen proud i_{VT} , pro který platí $i_{VT} = I_L - i_{Lr}$, takže proud tranzistorem i_{VT} je obrazem proudu i_{Lr} , a lze na něm tudíž pozorovat rezonanci mezi L_r a C_D . Kolísání výstupního napětí ovlivňuje okamžik ukončení rezonance mezi L_r a C_D , jak je patrné z Obr. 6.13. Pro bod A je rezonance ukončena v okamžiku $3/4\pi$ periody rezonance a pro bod B je rezonance ukončena na konci periody rezonance (2π) mezi L_r a C_D , kdy $u_D = 0$. Na charakteristice přenosové funkce je zanesen další bod C, kterému odpovídá okamžik ukončení rezonance mezi L_r a C_D pro bod A

s tím rozdílem, že se tento okamžik ukončení rezonance odehrává už v době druhé periody rezonance mezi L_r a C_D .



Obr. 6.12 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS zvyšovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$

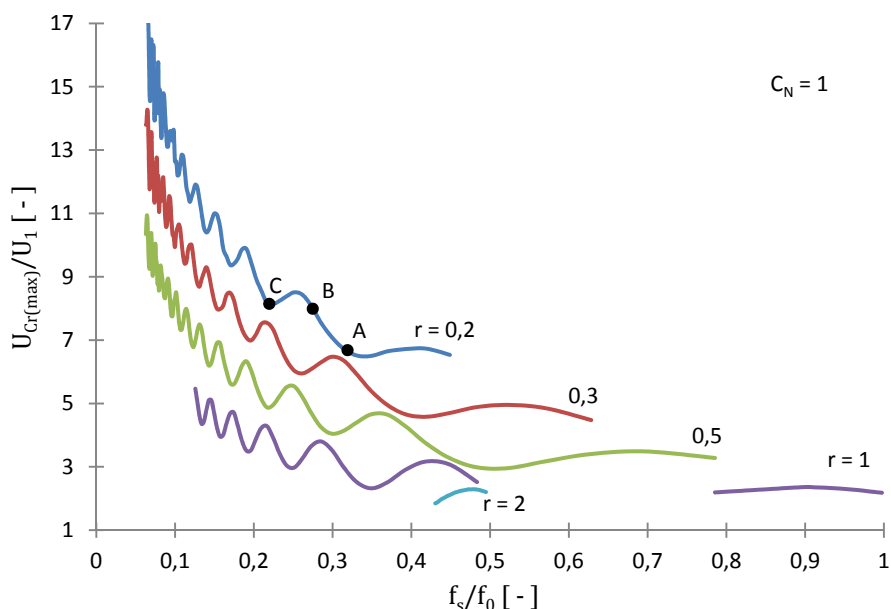


Obr. 6.13 – Časový průběh veličin na rezonančním obvodu ZVS zvyšovacího MRC: (a) pro bod A na přenosové funkci; (b) pro bod B na přenosové funkci

Na přenosové funkci snižovacího multi-rezonančního měniče s $C_N = 1$ lze pozorovat další odlišnost oproti kvazi-rezonančnímu měniči, a to nespojitost těchto charakteristik pro zatěžovací parametr $r = 1$ a vyšší, která je způsobena nesplněním podmínek pro spínání v nule napětí. Z toho plyne, že pro tyto zatěžovací parametry nelze přerušit rezonanci mezi L_r a C_D v době, jež byla u charakteristiky pro $r = 0,2$ označena body A a B.

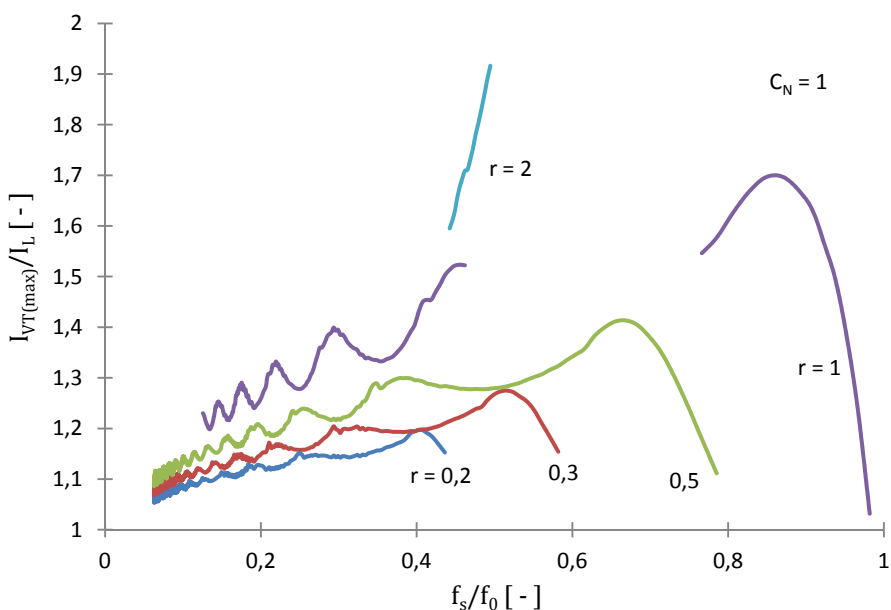
Z uvedené přenosové funkce lze také pozorovat, že rozsah zátěže, pro niž jsou zajištěny podmínky spínání v nule napětí, vyhovuje stanovené podmínce $r \leq M$, která byla zavedena u kvazi-rezonančních měničů. Pro zátěže $r > 2$ se nepodařilo najít dostatečně velký rozsah spínací frekvence, kdy jsou splněny podmínky spínání ZVS, proto tyto charakteristiky nejsou uvedeny. Nelze tedy pro multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$ říci, že multi-rezonanční měnič zlepšuje vlastnosti kvazi-rezonančního měniče z hlediska rozsahu pracovní zátěže.

Změna maximálního napětí na spínači neboli na rezonančním kondenzátoru C_r v poměru k výstupnímu napětí U_I je zobrazena na Obr. 6.14. Lze na ní pozorovat změnu napětí $U_{Cr(max)}$ v dříve popisovaných bodech A, B a C. Na základě porovnání hodnot z těchto charakteristik s vypočtenou hodnotou napětí $U_{Cr(max)}$ pro kvazi-rezonanční měnič nelze říci, že multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$ zlepšuje vlastnosti kvazi-rezonančního měniče z hlediska snížení přepětí na spínači.



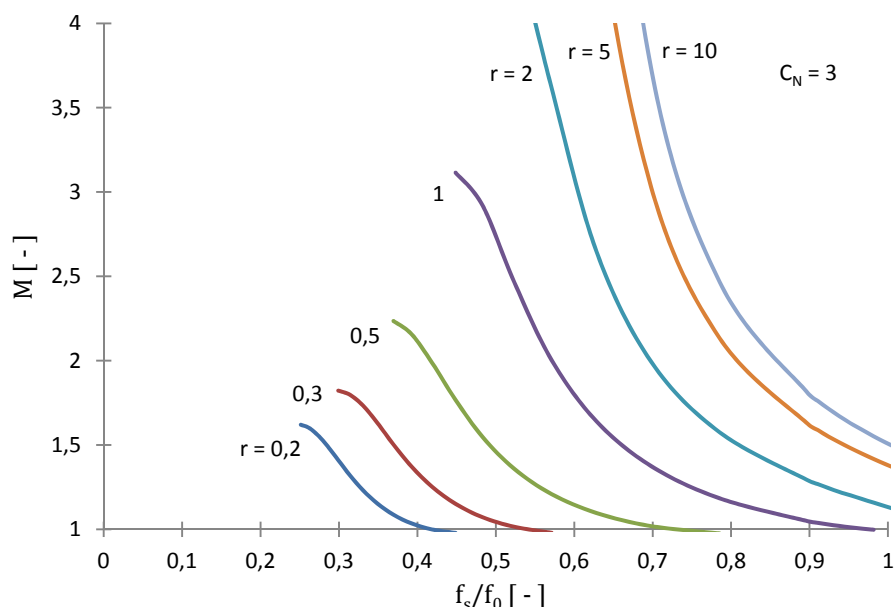
Obr. 6.14 – Grafické vyjádření změny napětí na spínači pro ZVS zvyšovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$

Na Obr. 6.15 je zachycena změna maximální hodnoty proudu spínačem v poměru k ideálně vyhlazené hodnotě vstupního proudu I_L . Na charakteristikách lze opět pozorovat zvlnění způsobené samotným chováním multi-rezonančního obvodu.



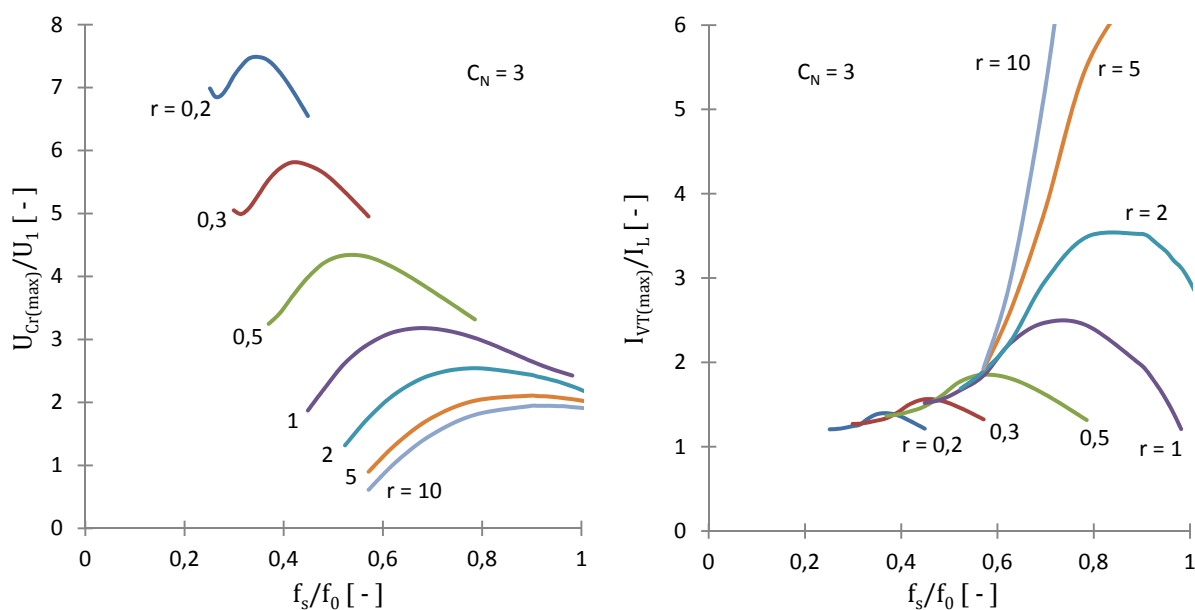
Obr. 6.15 – Grafické vyjádření změny proudu spínačem pro ZVS zvyšovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 1$

Přenosová funkce ZVS zvyšovacího multi-rezonančního měniče s $C_N = 3$ (Obr. 6.16) je zakreslena pouze pro dobu $3/4\pi$ periody rezonance mezi L_r a C_D , tedy po dobu, kdy se neprojevuje zvlnění charakteristik z důvodu rezonančních kmitů multi-rezonančního obvodu. Je to taktéž doba, kdy se u vyšších hodnot parametru r neprojevuje nespojitost z důvodu nedosažení podmínek spínání v nule napětí.



Obr. 6.16 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS zvyšovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 3$

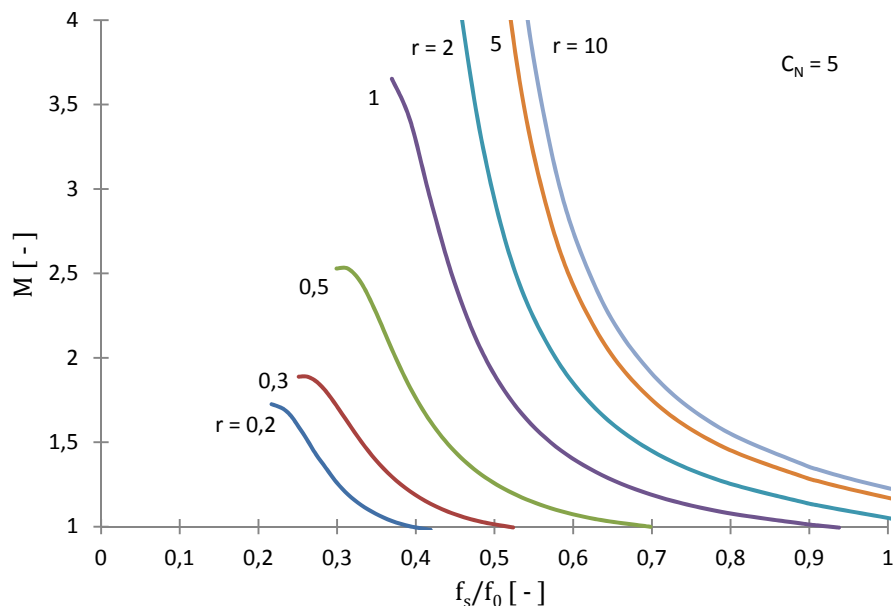
Z přenosové funkce pro $C_N = 3$ je patrné, že multi-rezonanční měniče jsou využívány především při $C_N > 1$, jelikož tehdy se začínají projevovat jejich výhody oproti kvazi-rezonančním měničům, tedy zvýšení rozsahu pracovní zátěže.



Obr. 6.17 – Grafické vyjádření změny napětí na spínači (vlevo) a proudu spínačem (vpravo) pro ZVS zvyšovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 3$

Vyšší rozsah pracovní zátěže však s sebou nese i nevýhodu, jež je zřejmá z Obr. 6.17 vpravo, kde je zobrazen poměr maximální hodnoty proudu spínačem k hodnotě vstupního proudu I_L . Jak je z charakteristik zřejmé, došlo ke zvýšení poměru $I_{VT(max)}/I_L$, což je způsobeno vyšší hodnotou kapacity paralelně připojené k nulové diodě a tím i vyšším proudem, jímž je tato kapacita nabíjena. Vzniká tak vysoký okruhový proud, který způsobuje ztráty na vlastních odporech spínače, rezonanční cívky L_r a kapacity C_D . Zejména pro hodnoty zatěžovacího parametru $r > 1$ je tento poměr neúměrně vysoký, kdy pro $r = 5$ dosahuje až 7 násobku a pro $r = 10$ až 12 násobku výstupního proudu I_L při spínacím kmitočtu f_s blízkému frekvenci rezonančního obvodu f_0 . Tento poměr následně postupně klesá, jelikož proud $I_{VT(max)}$, který nabíjí kapacitu C_D , má stále stejnou hodnotu, zatímco výstupní proud I_L , který je při vysokých spínacích kmitočtech a vysokých hodnotách odporové zátěže příliš malý, postupně narůstá se snižující se spínací frekvencí f_s .

Následně díky maximální hodnotě proudu i_{VT} , jenž je potřeba pro nabití kapacity C_D , jsou zajištěny podmínky spínání ZVS i pro nízké hodnoty výstupního proudu, při nichž by u kvazi-rezonančního měniče docházelo ke tvrdému spínání. Na základě porovnání hodnot z těchto charakteristik s vypočtenou hodnotou napětí $U_{Cr(max)}$ pro kvazi-rezonanční měnič nelze obecně říci, že multi-rezonanční měnič s $C_N = 3$ zlepšuje vlastnosti kvazi-rezonančního měniče z hlediska snížení přepětí na spínači.

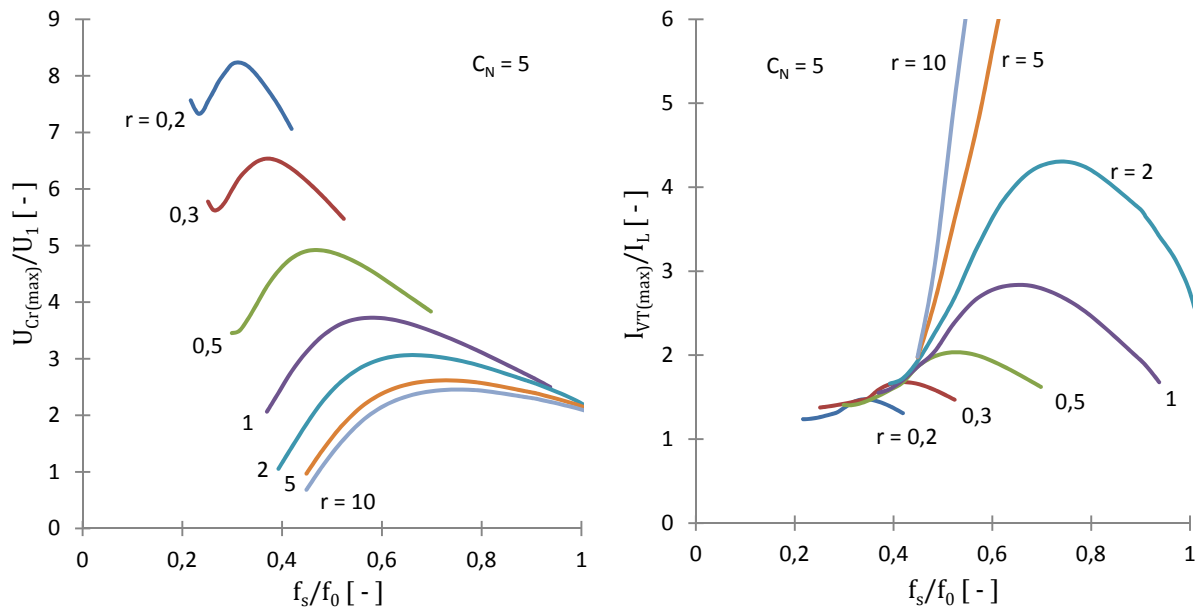


Obr. 6.18 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro ZVS zvyšovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 5$

Přenosová funkce ZVS zvyšovacího multi-rezonančního měniče s $C_N = 5$ (Obr. 6.18) je zakreslena opět pouze pro dobu $3/4\pi$ periody rezonance mezi L_r a C_D . Z přenosových funkcí multi-rezonančních měničů s $C_N = 3$ a $C_N = 5$ lze pozorovat, že se zvyšujícím se parametrem C_N se také zvyšuje rozsah spínacího kmitočtu f_s , ve kterém je rezonance mezi L_r a C_D stále v první periodě rezonance.

Nevýhody vyššího parametru C_N lze pozorovat na Obr. 6.19. Především došlo ke zvýšení poměrové maximální hodnoty proudu spínačem, která pro $r = 5$ dosahuje hodnoty až 8,5 násobku výstupního proudu I_L a pro $r = 10$ až 15 násobku výstupního proudu I_L při spínacím kmitočtu f_s

blízkému vlastní frekvenci rezonančního obvodu f_0 . Kromě samotného zvýšení maximální hodnoty proudu $I_{VT(max)}$, jímž je nabíjen paralelně připojený kondenzátor C_D k nulové diodě, má na navýšení této poměrové maximální hodnoty proudu vliv i samotné posunutí charakteristik přenosových funkcí, což vede k nižší hodnotě výstupního napětí a tím i výstupního proudu I_L . Z charakteristik pro změnu napětí na spínači lze pozorovat, že pro multi-rezonanční měnič s $C_N = 5$ došlo ke zvýšení přepětí na spínači.



Obr. 6.19 – Grafické vyjádření změny napětí na spínači (vlevo) a proudu spínačem (vpravo) pro ZVS zvyšovací multi-rezonanční měnič s $C_N = 5$

Na základě provedeného rozboru multi-rezonančních měničů lze konstatovat, že uvedené výhody i nevýhody pro snižovací i zvyšovací multi-rezonanční měnič jsou shodné, tudíž s rostoucí hodnotou parametru C_N dochází sice ke zvýšení rozsahu pracovní zátěže, ale na druhou stranu zároveň narůstá maximální hodnota proudu $I_{VT(max)}$ a také narůstá maximální hodnota napětí na spínači $U_{Cr(max)}$. Oproti tomu maximální hodnota napětí $U_{D(max)}$, jímž je namáhána nulová dioda, se vzrůstajícím parametrem C_N klesá. Rostoucí rozsah zátěže má další důsledek v podobě posunu charakteristik přenosové funkce. Tím je způsobeno, že s rostoucí hodnotou parametru C_N je při stejné zátěži měniče a stejné spínací frekvenci nižší hodnota parametru M , takže na výstupu měniče je dosaženo nižší hodnoty výstupního napětí. Následně pro dosažení stejné hodnoty výstupního napětí musí být s rostoucím C_N volena nižší spínací frekvence.

Literatura [32]-[35] uvádí, že multi-rezonanční měniče snižují maximální hodnotu napětí, které musí odolávat tranzistor ve vypnutém stavu. Z analýzy provedených měničů vyšlo najevo, že toto není obecným pravidlem. Při porovnání hodnoty $U_{Cr(max)}$ kvazi- a multi-rezonančního měniče při stejných hodnotách proudu I_L a impedance Z_0 lze pozorovat, že napětí $U_{Cr(max)}$ je u multi-rezonančního měniče nižší pouze při takových spínacích frekvencích, kdy dochází k poklesu tohoto napětí, jak ukazují grafická vyjádření změny napětí na spínači.

Dle literatury [40], kde je uvedena podrobná analýza ZVS zvyšovacího multi-rezonančního měniče s konkrétními rozsahy veličin pro zvolený rozsah spínacích frekvencí, byl pro analyzovaný

ZVS zvyšovací multi-rezonanční měnič stanoven vhodný rozsah parametru C_N v rozmezí $2,6 \leq C_N \leq 6,4$, protože mimo tento rozsah měnič nevykazoval stabilní chování z hlediska bezproblémového spínání v nule napětí.

6.3 PŮLMŮSTKOVÝ REZONANČNÍ MĚNIČ

Půlmůstkový rezonanční měnič, jenž umožňuje režim práce ve dvou kvadrantech s reverzací proudu, lze analyzovat pro oba kvadranty práce pomocí matematického vyjádření hledaných závislostí výstupních veličin měniče, a to při určitém zjednodušení, které bude dále popsáno. Pokud by toto zjednodušení nebylo zavedeno, bylo by pro vyjádření přenosových funkcí nutné využít numerické metody zmíněné v kapitole o analýze multi-rezonančních měničů. Analýza se opírá o obvodová schémata, rozbor spínacího cyklu a značení veličin zavedených v kapitole 5.2.2.

Pro analýzu měniče předpokládejme jeho spínací frekvenci výrazně nižší než vlastní rezonanční frekvenci rezonančního obvodu, tedy $f_s \ll f_0$, což je ostatně doporučováno pro volbu spínací frekvence měniče. Pakliže je toto splněno, lze pro stanovení přenosové funkce zanedbat ve spínacím cyklu rezonanční intervaly, tedy T_2 a T_5 . Následně intervaly T_4 a T_6 , které zajišťují dosažení podmínek spínání v nule napětí pro hlavní spínací součástku (VT_1 pro snižovací mód a VT_2 pro zvyšovací mód), lze také zanedbat za předpokladu, že doba trvání těchto intervalů je výrazně menší než doba trvání intervalů T_1 a T_3 zajišťujících přenos energie, tedy $T_1 + T_3 \gg T_4 + T_6$.

Po zavedených zjednodušeních lze z časového průběhu spínacího cyklu na Obr. 5.18 odpozorovat, že se půlmůstkový rezonanční měnič chová jako půlmůstkový měnič s tvrdým spínáním v režimu spojitých proudů na mezi spojitosti, pro něhož lze přenosové funkce odvodit z rovnosti napětíových ploch.

Přenosovou funkci pro snižovací mód půlmústkového rezonančního měniče lze stanovit dle vztahu (6.20), kde $\delta_{HB(ZVS)}$ je zatěžovatel vyjádřený pro půlmústkový rezonanční měnič, jenž je stanovený na základě rozboru spínacího cyklu měniče.

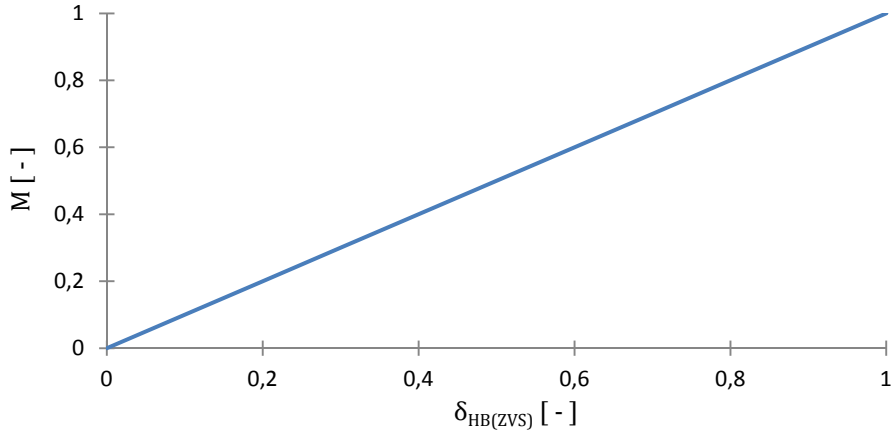
$$M = \frac{U_2}{U_1} = \delta_{HB(ZVS)} \quad (6.20)$$

$$\delta_{HB(ZVS)} = \frac{T_1}{T_1 + T_3} \quad (6.21)$$

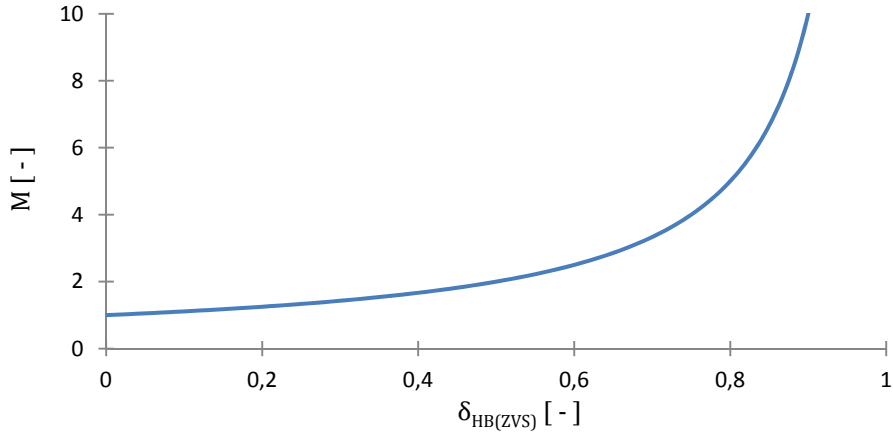
Pro zvyšovací mód půlmústkového rezonančního měniče lze stanovit přenosovou funkci dle vztahu (6.22), kde $\delta_{HB(ZVS)}$ je zatěžovatel určený dle vztahu (6.21).

$$M = \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{1 - \delta_{HB(ZVS)}} \quad (6.22)$$

Grafické vyjádření přenosových funkcí je zobrazeno na Obr. 6.20 pro snižovací mód a na Obr. 6.21 pro zvyšovací mód půlmústkového rezonančního měniče.



Obr. 6.20 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro snižovací mód půlmůstkového rezonančního měniče



Obr. 6.21 – Grafické vyjádření přenosové funkce pro zvyšovací mód půlmůstkového rezonančního měniče

Jestliže není splněna podmínka $T_I + T_3 \gg T_4 + T_6$, pak se toto odráží na přenosové funkci, respektive na hodnotě výstupního napětí měniče, jenž je následně nižší o energii odvedenou z výstupu měniče pro zajištění podmínek ZVS spínání hlavního spínače v dalším spínacím cyklu. Množství energie, kterou je potřeba odvést z výstupu, je dáno požadovanou dobou přebití rezonančních kondenzátorů C_{r1} a C_{r2} dle vztahu (5.85). Při uvažování bezeztrátových komponentů měniče lze pokles napětí na výstupní straně odvodit z rovnosti energií uložené v rezonanční tlumivce L_r v časovém okamžiku t_4 a kondenzátoru na výstupní straně, tedy $W_L = W_C$, kdy W_L lze vyjádřit vztahem (6.23) a úbytek napětí ΔU_C na výstupní straně měniče lze určit vztahem (6.24).

$$W_L = \frac{1}{2} L \cdot i_{L_r}(t_4)^2 \quad (6.23)$$

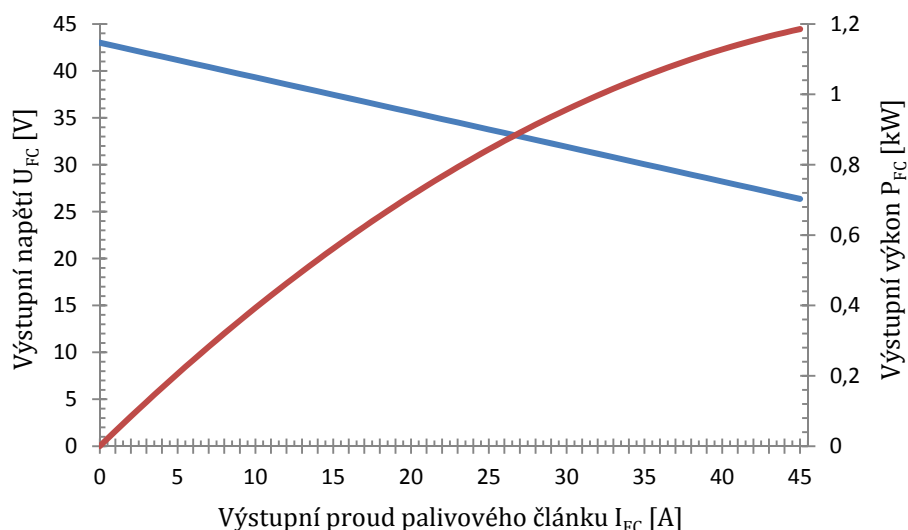
$$W_L = W_C \Rightarrow \Delta U_C = \sqrt{\frac{2 \cdot W_L}{C}} \quad (6.24)$$

Maximální hodnota napětí na spínačích je rovna hodnotě napětí U_I , a to pro snižovací i zvyšovací mód, což lze zcela jistě považovat za výhodu půlmůstkového rezonančního měniče. Nevýhodou je velký rozkmit proudu i_{L_r} , což v některých případech vede na nutnost doplnit měnič vhodným vstupním a výstupním filtrem.

7 NÁVRH A DIMENZOVÁNÍ REZONANČNÍCH MĚNIČŮ

Cílem této kapitoly je navrhnout a dimenzovat rezonanční měniče pro navržené koncepce pohonné soustavy EV uvedené v kapitole 2. Návrh a dimenzování rezonančních měničů lze provést pomocí výsledků analýzy a rozboru provedených v předcházejících kapitolách 5 a 6 a následně tyto výstupy ověřit numerickou simulací tak, aby se co nejméně lišily od výstupů získaných při reálném provozu rezonančních měničů. K tomu si lze samozřejmě dopomoci pouze simulací, kde použité komponenty měničů nebudou považovány za ideální. Způsob simulace navrhovaných měničů lze nalézt v následující kapitole 8 – Simulační výsledky rezonančních měničů.

Primárním zdrojem energie obou soustav je uvažován palivový článek, který má nelineární zatěžovací charakteristiku dle Obr. 3.4. Pro zjednodušení návrhu byla tato nelineární charakteristika zlinearována pomocí sériového spojení tvrdého zdroje napětí se zatěžovacím rezistorem, který se chová jako vnitřní odpor zdroje. Dále je tento zdroj doplněn diodou, jež demonstruje vlastnost palivového článku, a to neschopnost přijmout zpět elektrickou energii. Pro potřeby návrhu a simulace je lineární charakteristika zobrazena na Obr. 7.1.



Obr. 7.1 – Lineární charakteristika palivového článku pro potřeby návrhu a simulace rezonančních měničů

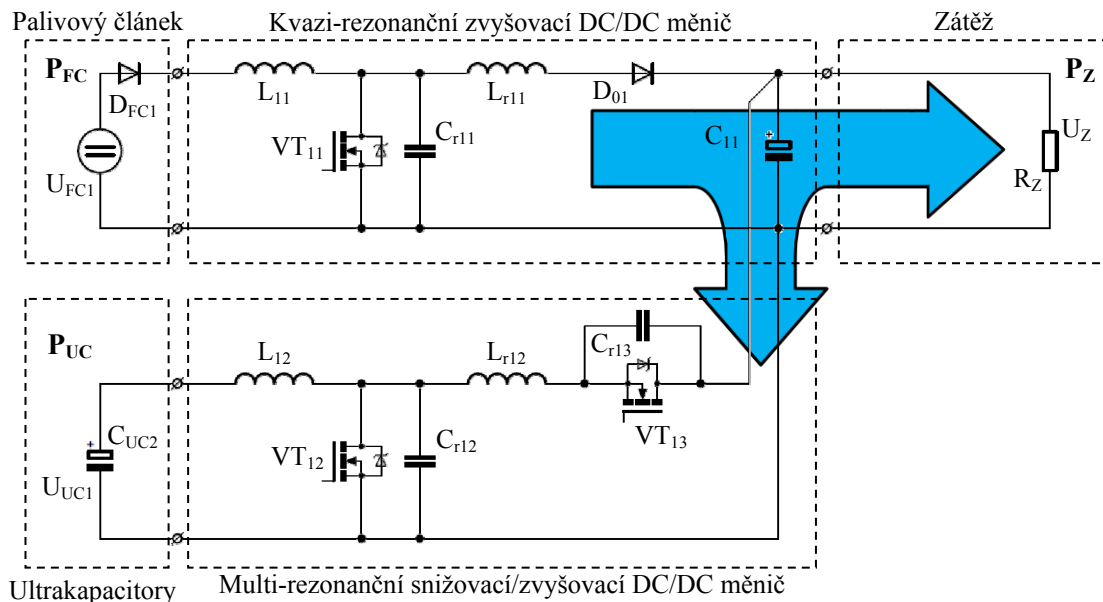
Ultrakapacitory jsou u obou soustav využívány jako sekundární zdroj energie, který akumuluje rekuperovanou energii a poskytuje špičkový výkon zátěži. Maximální hodnota pracovního napětí ultrakapacitorů je uvažována 43 V a minimální hodnota pracovního napětí potom činí polovinu maximální hodnoty, tedy 21,5 V. Toto rozmezí pracovního napětí ultrakapacitorů je určeno z hlediska energie uložené v ultrakapacitorech a také výkonových a proudových poměrů, což je rozebráno v kapitole 3.2.

Při návrhu rezonančních měničů musí být dodrženy mezní parametry předpokládaných použitých reálných komponentů – jedná se zejména o přepětí na spínači. Pro polovodičové prvky tranzistor a dioda uvažujeme výkonový tranzistor MOSFET SKM 180A020 od společnosti SEMIKRON, který má mezní parametry $U_{DS} = 200V$, $I_D = 180A$, $I_{DM} = 540A$, přičemž tyto parametry platí i pro jeho inverzní diodu.

Různé metody návrhu rezonančních měničů jsou uvedeny v lit. [34], [37]-[39], [41], [43],[44], přičemž tyto návrhové metody se liší především dle aplikace, v níž jsou rezonanční měniče použity. Následující návrh jednotlivých rezonančních měničů je tedy proveden pro napěťové a výkonové hladiny palivového článku a ultrakapacitorů.

7.1 PARALELNÍ KONCEPCE POHONNÉ SOUSTAVY

Paralelní koncepce pohonné soustavy (Obr. 7.2) má výhodu ve využití ultrakapacitorů jako energetického zásobníku pro krátkodobé odběry a akumulaci energie. Jestliže na zátěži postačuje výkon P_{FC} dodávaný pouze z palivového článku, ultrakapacity se pak nemusí účastnit dodávky energie a dodávají energii pouze v případě požadavku špičkového výkonu P_{UC} . Navíc mohou ukládat energii v době, kdy na zátěži není požadován plný výkon z palivového článku, a také v době rekuperace. Nevýhodou této koncepce je vyšší složitost jejího řízení ve srovnání se sériovou koncepcí.



Obr. 7.2 – Obvodové schéma paralelní koncepce pohonné soustavy EV

Kvazi-rezonanční zvyšovací měnič pracuje pouze v jednokvadrantním režimu práce. Multi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič pak pracuje ve dvoukvadrantním režimu práce s reverzací proudu. Multi-rezonanční měnič navíc musí být schopen nabíjet ultrakapacity od nulové hodnoty napětí v případě, kdy dojde k jejich nežádoucímu vybití nebo k vybití např. ze servisních důvodů.

7.1.1 Kvazi-rezonanční zvyšovací měnič

Kvazi-rezonanční zvyšovací měnič je navrhován na výstupní výkon $P_Z = 1 \text{ kW}$ při konstantním výstupním napětí $U_Z = 50 \text{ V}$. Jak je známo z předchozích kapitol, kvazi-rezonanční měniče nemohou pracovat při malé zátěži a musí být dodrženy podmínky pro zajištění spínání v nule napětí, které jsou uvedeny v kapitole 6. Proto je při následujícím návrhu potřeba navrhnout rezonanční komponenty L_{r11} a C_{r11} tak, aby byl zajištěn co nejvyšší rozsah výkonu, jenž může zvyšovací měnič dodávat do zátěže, popř. do ultrakapacitorů.

Pro známé hodnoty výstupního výkonu $P_Z = 1 \text{ kW}$ a napětí $U_Z = 50 \text{ V}$ měniče lze dopočítat hodnotu odporu zátěže R_Z , která činí $R_Z = 2,5 \Omega$. Dle zatěžovací charakteristiky (Obr. 7.1) palivového článku určíme pro daný výstupní výkon P_Z hodnoty vstupního napětí U_{FCI} a vstupního proudu $I_{FCI} = I_{L11}$. Pro co nejpřesnější návrh je nutno si uvědomit, že měnič není bezeztrátový, tudíž k hledané hodnotě P_{FC} je vhodné připočítat ztráty měniče, které lze získat např. výpočtem, numerickou simulací nebo odhadem. Jestliže účinnost měniče není při návrhu brána v potaz, musí se počítat s jistou rezervou navržených výsledků.

Pro návrh rezonančního obvodu $L_{r11}C_{r11}$ je nejprve zapotřebí určit jeho obecné charakterizující veličiny Z_0, f_0 a dále parametry r a M . Maximální hodnotu vlastní impedance Z_0 rezonančního obvodu lze vyjádřit vztahem (7.1) a musí být určena s ohledem na maximální hodnotu napětí $U_{DS} = U_{Cr11(\max)}$ tak, aby nedošlo ke zničení tranzistoru. Hodnotu zatěžovacího parametru r lze získat dle vztahu (6.4) a hodnotu přenosového parametru M dle vztahu (6.5).

$$Z_0 \leq \frac{U_{Cr11(\max)} - U_Z}{I_{L11}} \quad (7.1)$$

Nyní je nutno ověřit splnění podmínek spínání v nule napětí dle vztahu (6.12). Při splnění podmínek ZVS spínání je potřeba nalézt takovou kombinaci hodnot indukčnosti L_r a kapacity C_r , jež vyhovuje vyjádřené hodnotě impedance rezonančního obvodu Z_0 a zároveň vytváří rezonanční obvod s vhodným rezonančním kmitočtem f_0 , který je vyjádřen vztahem (6.2). Hodnoty L_r a C_r lze nalézt dle vztahu (6.3), přičemž lze využít toho, že impulsní kondenzátory jsou většinou vyráběny pouze v hodnotách normované řady E6. Z grafického vyjádření přenosových funkcí lze následně získat hodnotu spínacího kmitočtu f_s pro vyjádřené parametry f_0, r a M .

Za předpokladu konstantního vstupního napětí můžeme získat rozsah výkonů, s nimiž může kvazi-rezonanční zvyšovací měnič pracovat, pouze navyšováním hodnoty odporu R_Z do takové hodnoty, při níž je stále splněna podmínka (6.12). V případě pohyblivého napětí z palivového článku je však nutné hledat i nové hodnoty parametru M .

Kvazi-rezonanční zvyšovací měnič pracující v paralelní koncepci pohonné soustavy byl navržen pro mezní rozsah výkonů $0,5 \text{ kW} \leq P_Z \leq 1 \text{ kW}$. Při kombinaci hodnot indukčnosti a kapacity rezonančního obvodu $L_{r11} = 3,5 \mu\text{H}$ a $C_{r11} = 220 \text{ nF}$ je vlastní rezonanční frekvence $f_0 = 181,4 \text{ kHz}$. Tomu odpovídá rozsah spínací frekvence $139 \text{ kHz} \geq f_s \geq 80 \text{ kHz}$ pro daný výkonový rozsah. Změna maximální hodnoty napětí na spínači je v mezích $108 \text{ V} \leq U_{Cr11(\max)} \leq 188 \text{ V}$. Vstupní napětí nabývá rozsahu $37,9 \text{ V} \geq U_{FCI} \geq 30,7 \text{ V}$ a vstupní proud $13,8 \text{ A} \leq I_{FCI} \leq 33,3 \text{ A}$. Simulované časové průběhy veličin na rezonančním obvodu pro dané spínací kmitočty lze nalézt v kapitole 8.2. Simulací byla zjištěna účinnost měniče, která se pohybuje v rozmezí $97,63\% \geq \eta \geq 96,34\%$.

Spínací kmitočet měniče má být volen záměrně co nejvýše, protože má vliv na velikost indukčnosti vstupní zvyšovací tlumivky L_{11} , která pak dosahuje menších rozměrů a hmotnosti při stejném zvlnění proudu. Hodnotu indukčnosti tlumivky lze určit na základě vztahu (7.2) [39], kde zatěžovatel δ lze vyjádřit dle vztahu (7.3). Nevýhodou těchto vztahů je měnící se spínací frekvence f_s u kvazi-rezonančních měničů a také náročnější určení hodnoty zatěžovatele, protože čas t_{off} (neboli doba trvání rezonance mezi L_r a C_r) závisí i na hodnotě napětí U_Z a proudu I_{L11} .

$$L_{11} \geq \frac{U_{FC1(\max)} \cdot \delta_{\min}}{\Delta I_{L11} \cdot f_{S(\min)}} \quad (7.2)$$

$$\delta = \frac{t_{on}}{T} = \frac{T - t_{off}}{T} \quad (7.3)$$

Podle maximálního napětí $U_{DS(VT11)}$ výkonového tranzistoru VT_{11} byl dimenzován rezonanční obvod, takže zbývá jen ověřit, jestli vyhovuje z hlediska proudového zatížení, přičemž tranzistorem protéká proud o maximální hodnotě $I_{L11} = I_{FC1}$. Dioda D_{01} je proudově zatížena maximální hodnotou $2I_{L11}$. Napětíové zatížení diody je vhodnější ověřit simulací, ačkoli teoreticky je dioda namáhána pouze napětím o velikosti U_Z . Ve skutečnosti však na konci vedení diody dochází k rezonanci mezi L_r a kapacitou přechodu diody, jejímž důsledkem jsou napětíové špičky, které jsou zobrazeny na Obr. 8.6.

7.1.2 Multi-rezonanční dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič

Multi-rezonanční dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič s reverzací proudu, jehož rozbor spínacího cyklu byl proveden v kapitole 5.2.1, vzniká spojením multi-rezonančního snižovacího a multi-rezonančního zvyšovacího měniče. Měnič je ve zvyšovacím režimu navrhován pro špičkový výstupní výkon až $P_{Z(\max)} = 2,5 \text{ kW}$, který dodává z ultrakapacitorů do zátěže. Ve snižovacím režimu je měnič navrhován jak pro dobíjení ultrakapacitorů a ukládání rekuperované energie ze zátěže, tak pro přednabíjení ultrakapacitorů. Jedná se tedy o rozmezí výkonu téměř od jednotek wattů až po jmenovitý výkon $P_Z = 1 \text{ kW}$. Z provedené analýzy multi-rezonančních měničů (kapitola 6.2) je zřejmé, že pro dosažení takto širokého rozsahu zátěže u multi-rezonančních měničů musí být parametr $C_N > 1$. Proto byl tento měnič navržen jako snižovací multi-rezonanční měnič s $C_N > 1$ a jako zvyšovací multi-rezonanční měnič s $C_N < 1$, jehož rozsah pracovní zátěže je následně obdobný jako u kvazi-rezonančního měniče, jenž ale vykazuje multi-rezonanční chování.

Při návrhu multi-rezonančního měniče nelze oproti kvazi-rezonančním měničům určit pomocí jednoduchých vztahů maximální hodnotu napětí na spínací nebo rozsah pracovní zátěže. Proto je jejich návrh komplikovaný a je jednodušší provádět návrh multi-rezonančních měničů přímo pomocí počítačové simulace. Lze také využít přenosových funkcí uvedených v kapitole o analýze multi-rezonančních měničů, ovšem při znalosti parametrů M , r a f_0 . Přenosový parametr M lze určit na základě stanoveného napětí na zátěži $U_Z = 50 \text{ V}$ a napětí na ultrakapacitorech, které se pohybuje v rozmezí $U_{UC1} = 21,5 \text{ V} - 43 \text{ V}$. Z výkonových a napětíových poměrů lze určit hodnoty odporu zátěže R_Z , který je nutný pro výpočet zatěžovacího parametru r dle vztahu (6.4). Následně je zapotřebí navrhnout vlastní rezonanční kmitočet f_0 rezonančního obvodu $L_r C_r$, podle něhož se bude odvíjet rozmezí spínací frekvence f_S měniče. Poté lze určit hodnoty indukčnosti L_r a kapacity C_r tak, aby vyhovovaly nejen stanovému rezonančnímu kmitočtu f_0 , ale také aby impedance rezonančního obvodu Z_0 vyhovovala zatěžovacímu parametru r . Přesný rozsah pracovní zátěže měniče lze stanovit simulací při uvažování pravidla, že s rostoucím parametrem C_N narůstá i rozsah pracovní zátěže.

Multi-rezonanční dvoukvadrantní měnič byl tedy navrhován nejprve jako zvyšovací měnič, u kterého je vlivem parametru $C_N < 1$ počítáno s omezeným rozsahem zátěže, zatímco u snižovacího měniče je rozsah zátěže dán pouze vhodnou volbou parametru C_N . Hodnoty rezonančních komponentů měniče byly navrženy pomocí simulačních výsledků – $C_{r12} = 470 \text{ nF}$, $L_{r12} = 3,5 \text{ } \mu\text{H}$ a $C_{r13} = 220 \text{ nF}$. Pro tyto hodnoty rezonančních komponentů má parametr C_N pro multi-rezonanční snižovací měnič

hodnotu $C_N = 2,14$ s rezonančním kmitočtem $f_0 = 181,4$ kHz a pro multi-rezonanční zvyšovací měnič má hodnotu $C_N = 0,47$ s rezonančním kmitočtem $f_0 = 124,1$ kHz.

Simulací byl zjištěn rozsah výkonů, se kterými může měnič pracovat. Tento rozsah výkonů je pro maximální spínací kmitočet omezen dosažením podmínek spínání v nule napětí a pro minimální spínací kmitočet maximálním napětím na tranzistoru. Při práci jako multi-rezonanční snižovací měnič může měnič pracovat téměř od nulového výkonu až po výkon $P_Z = 1,38$ kW, což je pro multi-rezonanční snižovací měnič jeho vstupní výkon. Při snižujícím se napětí na ultrakapacitorech musí klesat i spínací frekvence měniče, která při napětí $U_{UC} = 21,5$ V dosahuje až $f_s = 80$ kHz. Při zvyšovací funkci měniče lze dosáhnout výstupního výkonu v rozmezí 1 kW $\leq P_Z \leq 2,5$ kW při spínacím kmitočtu 118 kHz $\geq f_s \geq 75$ kHz při plném nabití ultrakapacitorů. Tento výkonový rozsah se při nízkém napětí ultrakapacitorů snižuje až na 500 W $\leq P_Z \leq 1,4$ kW při spínacím kmitočtu 51 kHz $\geq f_s \geq 38$ kHz. Úplný rozsah výkonů a spínacích kmitočtů měniče při napětí ultrakapacitorů se nachází v přílohové části v Tabulce 1. Simulací bylo zjištěno, že multi-rezonanční měnič při snižování napětí vykazuje účinnost v rozmezí $95,3\% \geq \eta \geq 98,1\%$ a při zvyšování napětí v rozmezí $95,6\% \geq \eta \geq 97,8\%$.

Tlumivku L_{12} , která slouží zároveň jako zvyšovací i jako filtrační, lze pro požadované minimální zvlnění proudu ΔI_{L12} navrhnout opět podle vztahu (7.2). Dimenzování polovodičových prvků lze určit na základě vztahů stanovených z rozboru multi-rezonančních měničů. Pro snižovací multi-rezonanční měnič lze určit maximální hodnotu proudu spínačem VT₁₃ dle vztahu (7.4), kde U_Z je hodnota vstupního napětí multi-rezonančního snižovacího měniče, tedy $U_Z = 50$ V.

$$I_{VT13(\max)} = U_Z \frac{\sqrt{C_N}}{Z_0} + I_{L12} \quad (7.4)$$

Dimenzování nulové diody multi-rezonančního snižovacího měniče, respektive inverzní diody spínacího tranzistoru VT₁₂ lze provést na základě vztahů pro maximální hodnotu napětí (7.5) a proudu (7.6) touto diodou.

$$U_{VT12(\max)} \leq 2 \cdot U_Z \quad (7.5)$$

$$I_{VT12(\max)} \leq U_Z \frac{\sqrt{C_N}}{Z_0} + 2 \cdot I_{L12} \quad (7.6)$$

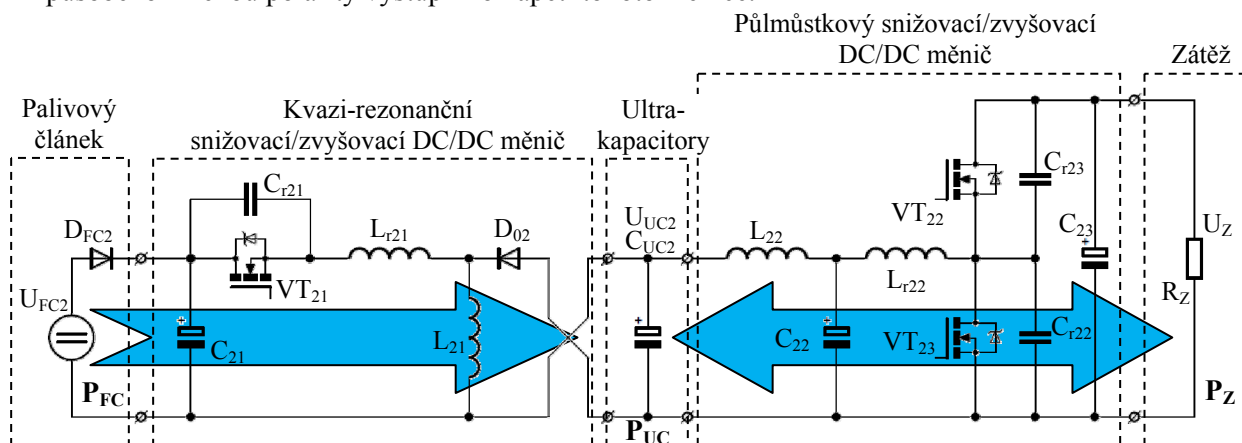
Pro ověření dimenzování polovodičových komponentů multi-rezonančního zvyšovacího měniče lze aplikovat stejné vztahy (7.4) – (7.6) pro maximální proud spínače a maximální napětí a proud výstupní diody, jelikož se jedná o dvoukvadrantový snižovací/zvyšovací měnič.

Hodnotu kapacity kondenzátoru C_{11} lze navrhnout simulací včetně jeho efektivní hodnoty proudu pro oba toky energie. Výpočtem lze tuto hodnotu kapacity určit např. podle maximálního dovoleného poklesu napětí ΔU_Z na kondenzátoru při skokové změně proudu zátěže ΔI_Z , tedy dle vztahu (7.7), kde t označuje časový okamžik, než dojde k vyrovnaní dodávaného a požadovaného množství energie zátěží.

$$C_{11} = \frac{\Delta I_Z \cdot t}{\Delta U_Z} \quad (7.7)$$

7.2 SÉRIOVÁ KONCEPCE POHONNÉ SOUSTAVY

Sériová koncepce pohonné soustavy (Obr. 7.3) má výhodu v postupném navyšování napětí od vstupního napětí palivového článku až po výstupní napětí dvoukvadrantního měniče. Navíc je výstupní napětí tvořeno z napětí ultrakapacitorů, které netrpí výrazným okamžitým poklesem napětí při zatížení. Křížení na výstupní straně kvazi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče je způsobeno změnou polaritý výstupního napětí tohoto měniče.



Obr. 7.3 – Obvodové schéma sériové koncepce pohonné soustavy EV

Kvazi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič pracuje pouze v jednokvadrantním režimu práce, kdy přenáší energii z palivového článku do ultrakapacitorů. Kvazi-rezonanční měnič navíc musí být schopen nabíjet ultrakapacitory od nulové hodnoty napětí v případě, kdy dojde k jejich nežádoucímu vybití nebo k vybití např. ze servisních důvodů. Půlmůstkový snižovací/zvyšovací měnič pak pracuje ve dvoukvadrantním režimu práce s reverzací proudu.

7.2.1 Kvazi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič

Kvazi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič je navrhován na vstupní výkon $P_{FC} = 1,2 \text{ kW}$ a tomu dle ztrát měniče odpovídající výstupní výkon P_{UC} s rozsahem výstupního pracovního napětí ultrakapacitorů $21,5 \text{ V} \leq U_{UC2} \leq 43 \text{ V}$. V rozsahu napětí $0 \text{ V} \leq U_{UC2} \leq 21,5 \text{ V}$ je požadována funkce přednabíjení ultrakapacitorů. Následujícím návrhem je potřeba provést návrh rezonančních komponentů L_{r21} a C_{r21} tak, aby byl zajištěn co nejvyšší rozsah výkonu, který může snižovací/zvyšovací měnič dodávat ultrakapacitorům. Návrh lze provést s využitím vztahů a podmínek uvedených v kapitolách rozboru a analýzy rezonančních měničů s následným ověřením simulací.

Pro známou maximální hodnotu vstupního výkonu $P_{FC} = 1,2 \text{ kW}$ zjistíme dle zatěžovací charakteristiky palivového článku (Obr. 7.1) hodnotu vstupního napětí měniče U_{FC2} a hodnotu vstupního proudu I_{FC2} . Pro maximální hodnotu napětí na ultrakapacitorech $U_{UC2} = 43 \text{ V}$, která je maximální hodnotou výstupního napětí měniče, vypočteme přenosový parametr M dle vztahu (6.5). Jestliže budeme na základě provedených simulací uvažovat účinnost měniče kolem 90%, potom lze určit při dané hodnotě vstupního výkonu hodnotu výkonu výstupního a následně lze také určit hodnotu výstupního proudu měniče I_{UC2} při daném napětí U_{UC2} . Při znalosti U_{UC2} a I_{UC2} lze určit hodnoty odporu zátěže a následně stanovit hodnotu zatěžovacího parametru r .

Pro návrh prvků rezonančního obvodu $L_{r21}C_{r21}$ je zapotřebí určit jeho obecné charakterizující veličiny Z_0, f_0 . Maximální hodnotu vlastní impedance Z_0 rezonančního obvodu lze vyjádřit vztahem (7.8) a musí být určena s ohledem na maximální hodnotu napětí $U_{DS} = U_{Cr21(max)}$ tak, aby nedošlo ke zničení tranzistoru.

$$Z_0 \leq \frac{U_{Cr21(max)} - U_{FC2} - U_{UC2}}{I_{FC2} + I_{UC2}} \quad (7.8)$$

Pro vypočtenou hodnotu Z_0 lze ověřit splnění podmínek spínání v nule napětí např. dle podmínky (6.10) nebo (6.12). Jestliže jsou podmínky spínání ZVS dodrženy, zbývá nalézt takovou kombinaci hodnot indukčnosti L_r a kapacity C_r , která vyhovuje vyjádřené hodnotě impedance rezonančního obvodu Z_0 a zároveň vytváří rezonanční obvod s požadovaným kmitočtem f_0 dle vztahu (6.2). Hodnoty L_r a C_r lze nalézt dle vztahu (6.3), přičemž lze využít toho, že impulsní kondenzátory jsou většinou vyráběny pouze v hodnotách normované řady E6. Z grafického vyjádření přenosových funkcí lze následně získat hodnotu spínacího kmitočtu f_s pro vyjádřené parametry f_0, r a M .

Za předpokladu konstantního vstupního napětí můžeme získat rozsah výkonů, se kterými může kvazi-rezonanční zvyšovací měnič pracovat, pouze navyšováním hodnoty výstupního odporu do takové hodnoty, při které je stále splněna podmínka (6.12). V případě pohyblivého napětí z palivového článku je však nutné hledat i nové hodnoty přenosového parametru M .

Pro zvolenou kombinaci hodnot indukčnosti a kapacity rezonančního obvodu $L_{r21} = 1,5 \mu H$ a $C_{r21} = 470 nF$ s vlastním rezonančním kmitočtem $f_0 = 189,6 kHz$ bylo návrhem zjištěno, že kvazi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič může pracovat při rozsahu výstupního napětí $21,5V \leq U_{UC2} \leq 43V$ s rozsahem výstupního výkonu $0,53kW \leq P_{UC2} \leq 1,1kW$.

Jelikož změna výstupního napětí U_{UC2} má vliv na změnu výkonového rozsahu P_{UC2} , spínací frekvenci f_s a dalších parametrů měniče, budou dále uvedeny rozsahy těchto veličin pro tři různá výstupní napětí. Při výstupním napětí $U_{UC2} = 21,5 V$ pracuje měnič v mezním rozsahu výkonů $0,53kW \leq P_{UC2} \leq 0,91kW$, kterému odpovídá rozsah spínací frekvence $111kHz \geq f_s \geq 66,6kHz$. Změna maximální hodnoty napětí na spínači se pohybuje v mezích $133V \leq U_{Cr21(max)} \leq 198V$. Simulací byla zjištěna účinnost měniče, která se pohybuje v rozmezí $92,3\% \geq \eta \geq 87,9\%$.

Při výstupním napětí $U_{UC2} = 32V$ pracuje měnič v mezním rozsahu výkonů $0,72kW \leq P_{UC2} \leq 0,99kW$, kterému odpovídá rozsah spínací frekvence $91kHz \geq f_s \geq 62,5kHz$. Změna maximální hodnoty napětí na spínači se pohybuje v mezích $150V \leq U_{Cr21(max)} \leq 193V$. Simulací byla zjištěna účinnost měniče, která se pohybuje v rozmezí $93,9\% \geq \eta \geq 91,2\%$.

Při výstupním napětí $U_{UC2} = 43V$ pracuje měnič v mezním rozsahu výkonů $0,92kW \leq P_{UC2} \leq 1,1kW$, kterému odpovídá rozsah spínací frekvence $71,4kHz \geq f_s \geq 59kHz$. Změna maximální hodnoty napětí na spínači se pohybuje v mezích $173V \leq U_{Cr21(max)} \leq 193V$. Simulací byla zjištěna účinnost měniče, která se pohybuje v rozmezí $94,3\% \geq \eta \geq 93,1\%$.

Možnost přednabíjení ultrakapacitorů je zajištěna od nulové hodnoty napětí ultrakapacitorů proudem $I_{UC2} = 75 A$ při spínací frekvenci $f_s = 110 kHz$, kdy s rostoucí hodnotou napětí na ultrakapacitorech bude klesat hodnota nabíjecího proudu I_{UC2} . Při změně spínací frekvence lze nabíjet ultrakapacitory proudem $I_{UC2} = 25 A$ až do hodnoty výstupního napětí $U_{UC2} = 21,5 V$.

Z těchto údajů lze pozorovat, že s rostoucím výstupním napětím U_{UC2} klesá výkonový rozsah měniče, při kterém jsou dodrženy podmínky ZVS spínání. Taktéž lze pozorovat narůstající účinnost měniče, která je především ovlivněna hodnotou proudu tekoucího tlumivkou L_{21} . Simulované časové průběhy veličin na rezonančním obvodu pro dané spínací kmitočty lze nalézt v kapitole 8.3.

Spínací kmitočet měniče má být volen záměrně co nejvýše, protože má vliv na velikost indukčnosti vyhlazovací tlumivky L_{21} . Hodnotu indukčnosti tlumivky lze určit na základě vztahu (7.9) [39], kde zatěžovatel δ lze vyjádřit dle vztahu (7.3).

$$L_{21} \geq \frac{U_{UC2(\max)} \cdot (1 - \delta_{\min})}{\Delta I_{L21} \cdot f_{S(\min)}} \quad (7.9)$$

Kvazi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič při napájení z palivového článku musí být na vstupu vybaven kondenzátorem C_{21} , aby byl umožněn průchod střídavé složky proudu během rezonančního děje. Kapacita vstupního kondenzátoru C_{21} musí být dimenzována s ohledem na minimální zvlnění vstupního napětí, jež vzniká vlivem velkého rozkmitu vstupního proudu. Vlivem zvlnění vstupního napětí na kondenzátoru se během jednoho spínacího cyklu mění poměr M a tím může dojít k nedodržení podmínek spínání v nule napětí. Návrh kapacity vstupního kondenzátoru lze poměrně jednoduše určit simulací včetně jeho efektivní hodnoty proudu.

Podle maximálního napětí U_{DS} výkonového tranzistoru VT_{21} byl dimenzován rezonanční obvod, takže zbývá jen ověřit, jestli vyhovuje z hlediska proudového zatížení, přičemž tranzistorem protéká proud o maximální hodnotě $I_{L21} = I_{FC2} + I_{UC2}$. Dioda D_{02} je proudově zatížena maximální hodnotou $2I_{L21}$. Napěťové zatížení diody je vhodnější ověřit simulací, ačkoli teoreticky je dioda namáhána pouze napětím o velikosti $U_{FC2} + U_{UC2}$. Ve skutečnosti však na konci vedení diody dochází k rezonanci mezi L_r a kapacitou přechodu diody, jejímž důsledkem jsou napěťové špičky, které jsou zobrazeny na Obr. 8.10.

7.2.2 Půlmůstkový dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič

Půlmůstkový dvoukvadrantní snižovací/zvyšovací měnič je navrhován na jmenovitý výstupní výkon $P_Z = 1 \text{ kW}$ a špičkový výstupní výkon $P_{Z(\max)} = 2,5 \text{ kW}$ při konstantním výstupním napětí $U_Z = 50 \text{ V}$ a rozmezí vstupního napětí $21,5 \text{ V} \leq U_{UC2} \leq 43 \text{ V}$. Jak je známo z předchozích kapitol, půlmůstkový měnič může pracovat při libovolné zátěži, protože zajištění podmínek spínání v nule napětí není závislé na dodávaném nebo odebíraném výkonu zátěži. Proto při následujícím návrhu je potřeba dimenzovat rezonanční komponenty L_{r22} a C_{r22} , C_{r23} tak, aby byl co nejlépe splněn předpoklad $f_S \ll f_0$. Na druhou stranu není vhodné mít maximální strmosti napětí i proudů, neboť velké strmosti di/dt a du/dt přinášejí problémy se zhoršením EMC měniče [46]. Zejména není vhodná velká strmost napětí du/dt na rezonančních kondenzátorech, protože při vypínání spínací součástky by toto mohlo způsobit tvrdé spínání.

Stanovíme-li si rozsah spínacího kmitočtu v rozmezí $100 \text{ kHz} \geq f_S \geq 30 \text{ kHz}$, potom se návrh indukčnosti rezonanční tlumivky L_{r22} odvíjí od požadované doby trvání intervalu T_I s ohledem na hodnotu proudu $i_{Lr22}(t_I)$, aby nešlo ke zničení tranzistoru, tedy dle vztahu (5.76). Stejně tak je potřeba navrhnout rezonanční kondenzátory C_{r22} a C_{r23} dle vztahů (5.78) a (5.79) s ohledem rychlosti nárůstu napětí na kondenzátoru a tím i rychlost nárůstu napětí pro vypínanou spínací součástku. Pro

půlmůstkový snižovací/zvyšovací měnič byla navržena kombinace hodnot rezonačních komponentů $L_{r22} = 1 \mu H$, $C_{r22} = C_{r23} = 100 nF$, jejichž rezonanční kmitočet činí $f_0 = 356 kHz$.

Vzhledem k průběhu proudu $i_{Lr22}(t)$, jenž má velkou střídavou složku, která by způsobovala dodatečné ztráty na parazitních odporech ESR ultrakapacitorů, je vhodné doplnit půlmůstkový rezonanční měnič vstupním filtrem složeným z tlumivky L_{22} a kondenzátoru C_{22} . Návrh tlumivky L_{22} lze provést na základě vztahu (7.10) pro minimalizaci střídavé složky proudu z ultrakapacitorů. Hodnotu kapacity kondenzátoru C_{22} lze k tlumivce L_{22} určit podle vztahu (7.11). Uvedené vztahy jsou určeny na základě přijatých úvah v analýze půlmůstkového rezonančního měniče v kapitole 6.3, tedy $f_s \ll f_0$ a $T_1 + T_3 \gg T_4 + T_6$.

$$L_{22} \geq \frac{U_{UC2}(U_Z - U_{UC2})}{U_Z} \cdot \frac{1}{\Delta I_{L22} \cdot f_s} \quad (7.10)$$

$$C_{22} \geq \frac{I_{L22(max)}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta U_{C22}} \quad (7.11)$$

Hodnotu kapacity výstupního kondenzátoru C_{23} je potřeba určit s ohledem na co nejmenší zvlnění napětí na kondenzátoru během celého rezonančního cyklu. Tzn., že musí být uvažovaný nejen odběr proudu zátěží, ale také odběr proudu během intervalu T_4 pro zajištění podmínek ZVS spínání pro hlavní spínač.

$$C_{23} \geq \frac{U_Z - U_{UC2}}{U_Z} \cdot \frac{I_Z + i_{Lr22}(t_4)}{\Delta U_{C23} \cdot f_s} \quad (7.12)$$

Dimenzování polovodičových spínačů VT_{22} a VT_{23} je zajištěno dimenzováním vhodné indukčnosti tlumivky L_{r22} pro doby sepnutí tak, aby maximální hodnota proudu tlumivkou nebyla vyšší, než dovolená hodnota proudu I_D tranzistorem. V závěrném směru jsou tranzistoru namáhány napětím o velikosti U_Z .

Vzhledem k tomu, že půlmůstkový rezonanční měnič může pracovat s libovolnou zátěží, byla pro zvyšovací mód zjišťována maximální hodnota výkonu, která s lineárně rostoucím napětím na ultrakapacitorech roste též lineárně. Při rozsahu vstupního napětí $21,5V \leq U_{UC2} \leq 43V$ poskytuje měnič výstupní výkon $1,45kW \leq P_Z \leq 2,5kW$, jemuž odpovídá rozsah spínací frekvence $58kHz \geq f_s \geq 32,6kHz$. Simulací byla zjištěna účinnost měniče, která se pohybuje v rozmezí $90,9\% \geq \eta \geq 86,5\%$.

Pro snižovací mód pracuje půlmůstkový rezonanční měnič s maximálními hodnotami výkonů $1,82kW \leq P_Z \leq 2,46kW$ při rozsahu napětí na ultrakapacitorech $21,5V \leq U_{UC2} \leq 43V$, čemuž odpovídá rozsah spínací frekvence $63kHz \geq f_s \geq 38,9kHz$. Simulací byla zjištěna účinnost měniče, která se pohybuje v rozmezí $96,3\% \geq \eta \geq 90,6\%$.

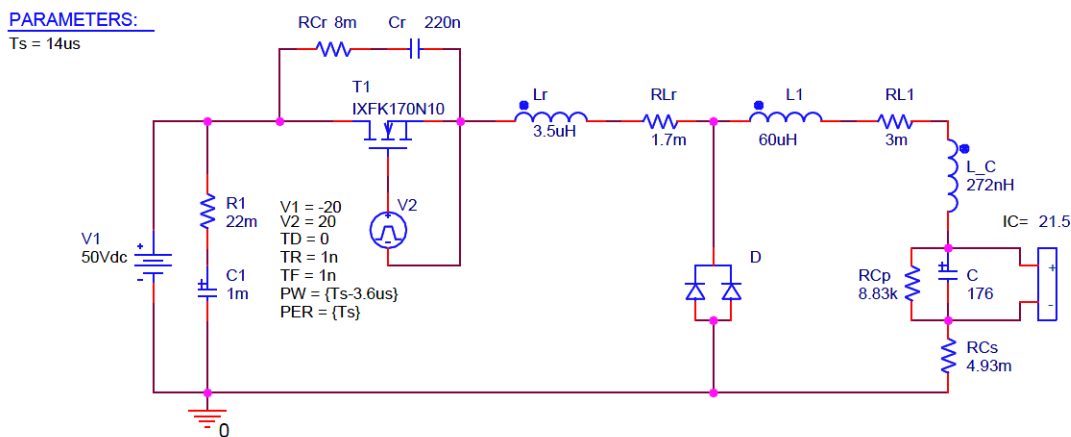
8 SIMULAČNÍ VÝSLEDKY REZONANČNÍCH MĚNIČŮ

Simulační výsledky, které jsou v této kapitole prezentovány, jsou získány pomocí počítačové simulace z programu OrCAD PSpice 16.0. V následujících podkapitolách budou prezentovány simulační výsledky rezonančních měničů popisovaných v 5. kapitole.

Při všech simulacích byl použit výkonový tranzistor od společnosti IXYS HiPerFET Power MOSFET IXFN170N10 s parametry $R_{DS(on)} = 10 \text{ m}\Omega$, $U_{DS} = 100 \text{ V}$, $I_D = 170 \text{ A}$, $I_{DM} = 680 \text{ A}$ a rychlostí závěrného zotavení inverzní diody $t_{rr} = 175 \text{ ns}$. Z důvodu nevyhovující hodnoty napětí U_{DS} byl model součástku upraven a hodnota napětí byla změněna na $U_{DS} = 200 \text{ V}$. Tento tranzistor byl pro simulační účely vybrán z důvodu stejného parametru $R_{DS(on)}$ s tranzistorem SKM 180A020, pro který je proveden návrh, ale jehož simulační model není k dispozici. Jako nulová dioda byla pro simulační účely vybrána rychlá výkonová dioda MUR20020CT s parametry $I_{F(AV)} = 200 \text{ A}$, $I_{FSM} = 800 \text{ A}$, $U_{RRM} = 200 \text{ V}$, $t_{rr} = 60 \text{ ns}$. Kondenzátory a cívky taktéž nebyly simulovány jako ideální prvky, ale byly doplněny hodnotou sériového odporu, který byl získán z katalogových listů.

8.1 KVAZI-REZONANČNÍ SNIŽOVACÍ MĚNIČ

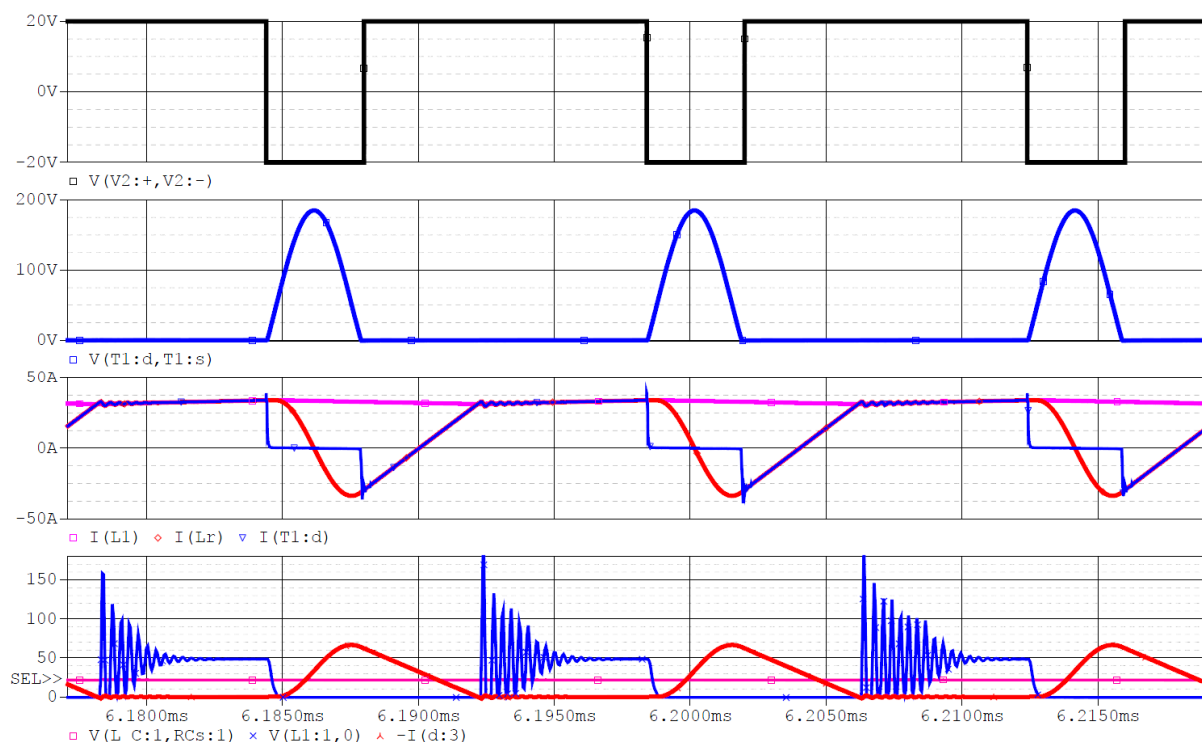
Simulace kvazi-rezonančního snižovacího měniče je uvedena pouze pro potvrzení správnosti rozboru a analýzy měniče, a také pro možnost srovnání s multi-rezonančním snižovacím měničem. Pro simulační schéma měniče (Obr. 8.3) byly nasimulovány časové průběhy veličin na rezonančním obvodu (Obr. 8.4) pro vstupní výkon měniče $P_I = 725 \text{ W}$, spínací frekvenci měniče $f_s = 71,4 \text{ kHz}$ a napětí na ultrakapacitorech $U_C = 21,5 \text{ V}$.



Obr. 8.1 – Simulační schéma kvazi-rezonančního snižovacího měniče

Kvazi-rezonanční snižovací měnič byl simulován při stejných parametrech komponentů jako multi-rezonanční snižovací měnič, tedy stejné frekvenci f_0 a f_s a stejném napětí zdroje U_I i zátěže U_C , tedy stejný přenosový parametr M . Přesto lze při srovnání časových průběhů veličin na Obr. 8.2 a Obr. 8.12 pozorovat, že multi-rezonanční měnič přenáší téměř dvojnásobný výkon. Maximální napětí na spínacím tranzistoru během doby rezonance je pro kvazi-rezonanční snižovací měnič nižší. Ze spodního průběhu vykresleného modrou barvou $V(L1:1,0)$ na Obr. 8.2 lze pozorovat průběh napětí,

kterým je namáhána nulová dioda D vlivem dodatečné rezonance mezi L_r a kapacitou polovodičového přechodu diody.

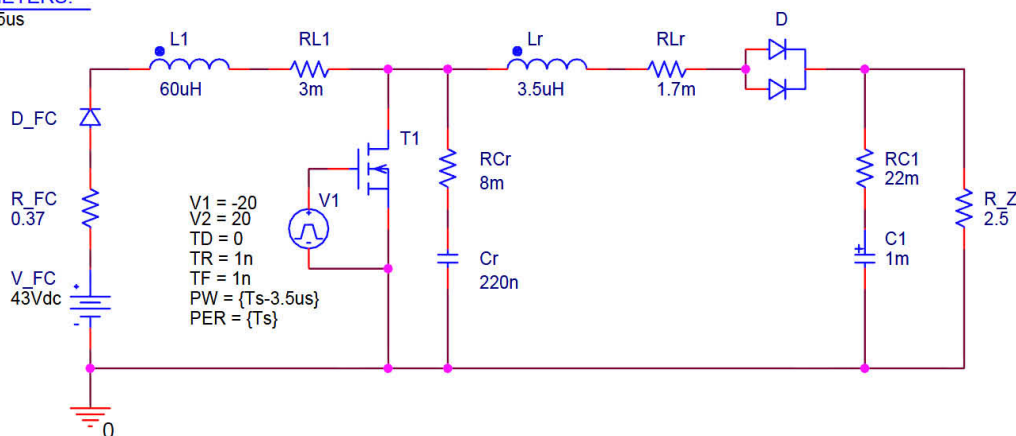


Obr. 8.2 – Časové průběhy veličin kvazi-rezonančního snižovacího měniče pro $P_1 = 725 \text{ W}$, $f_s = 71,4 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$

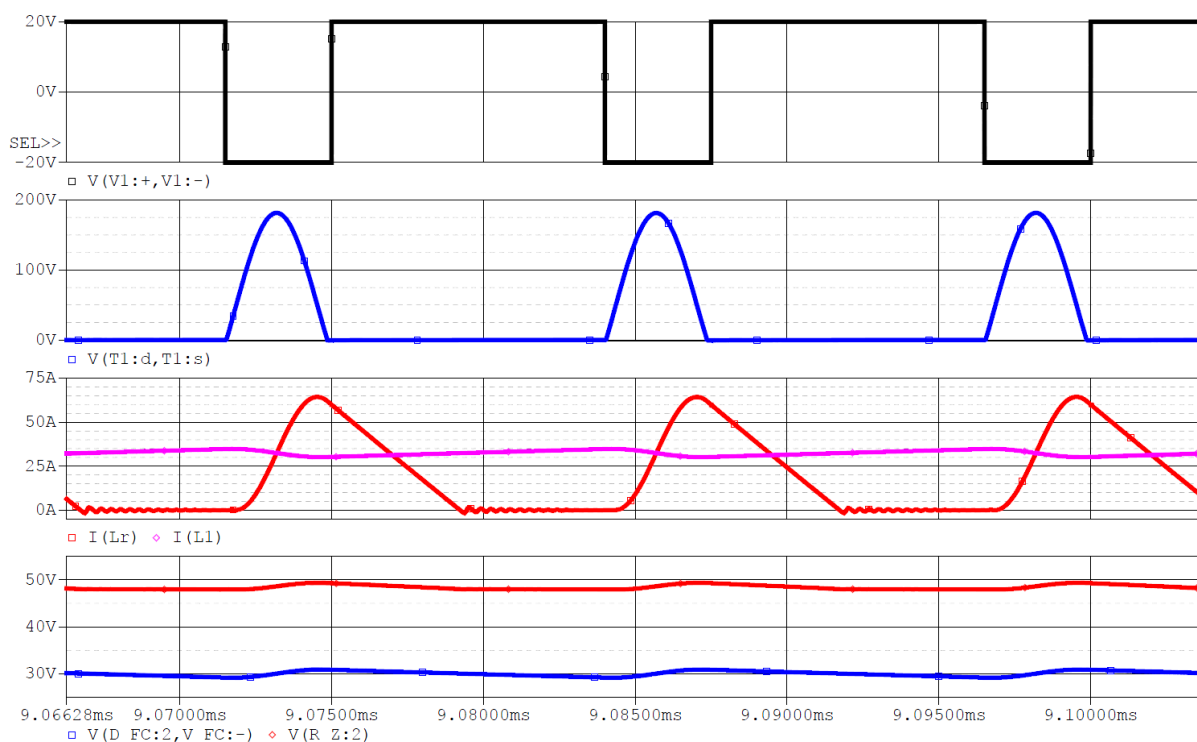
8.2 KVAZI-REZONANČNÍ ZVYŠOVACÍ MĚNIČ

Simulace kvazi-rezonančního zvyšovacího měniče je provedena na základě návrhu z kapitoly 7.1.1. Pro simulační schéma měniče (Obr. 8.3) byly nasimulovány časové průběhy veličin pro výstupní výkon $P_Z = 1 \text{ kW}$ (Obr. 8.4) a $P_Z = 500 \text{ W}$ (Obr. 8.5) pomocí změny hodnoty odporu rezistoru R_Z .

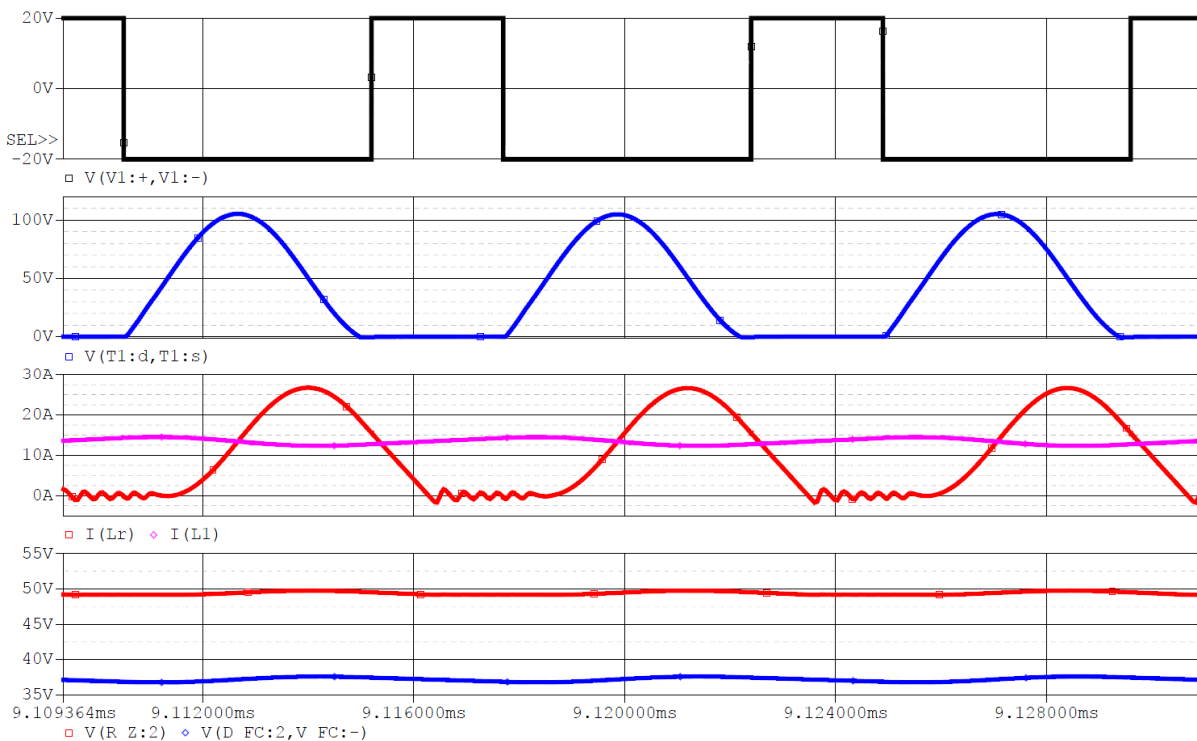
PARAMETERS:
 $T_s = 12.5 \mu\text{s}$



Obr. 8.3 – Simulační schéma kvazi-rezonančního zvyšovacího měniče

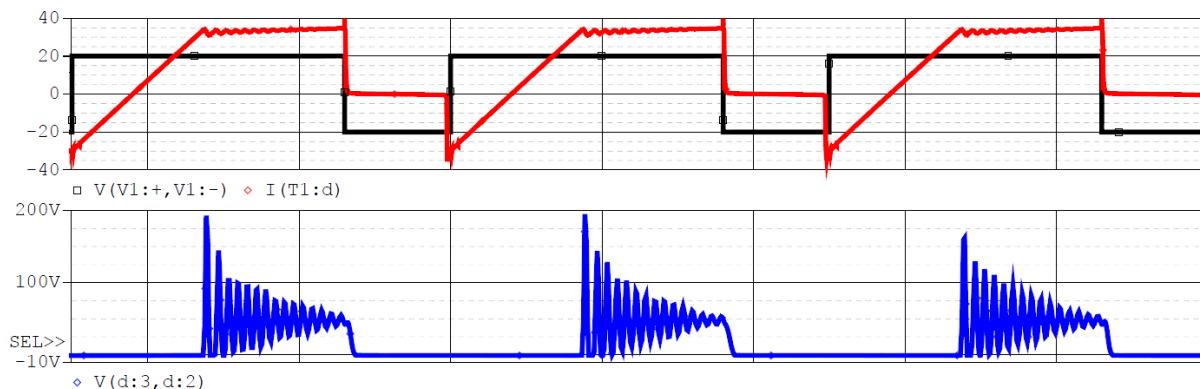


Obr. 8.4 – Časové průběhy veličin kvazi-rezonančního zvyšovacího měniče pro $P_Z = 1 \text{ kW}$, $f_s = 80 \text{ kHz}$



Obr. 8.5 – Časové průběhy veličin kvazi-rezonančního zvyšovacího měniče pro $P_Z = 500 \text{ W}$, $f_s = 139 \text{ kHz}$

Z časových průběhů pro $P_Z = 1 \text{ kW}$ a $P_Z = 500 \text{ W}$ lze pozorovat rozdíly ve strmostech napětí i proudu na rezonančním obvodu. Lze např. pozorovat klesající strmost u napětí u_{Cr} (průběh $V(T1:d,T1:s)$) během jeho poklesu k nulové hodnotě, což je dáno krajním rozsahem, ve kterém jsou ještě splněny podmínky spínání v nule napětí. Tato klesající strmost pak prodlužuje dobu rezonance mezi $L_r C_r$ a tím i dobu vypnutí spínacího tranzistoru T_1 .

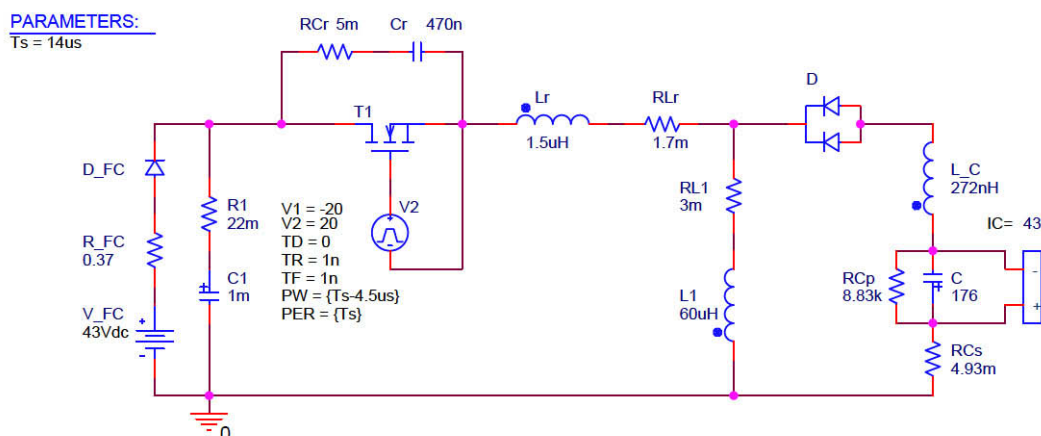


Obr. 8.6 – Časové průběhy proudu spínačem a napětí na diodě D kvazi-rezonančního zvyšovacího měniče pro $P_Z = 1 \text{ kW}$, $f_s = 80 \text{ kHz}$

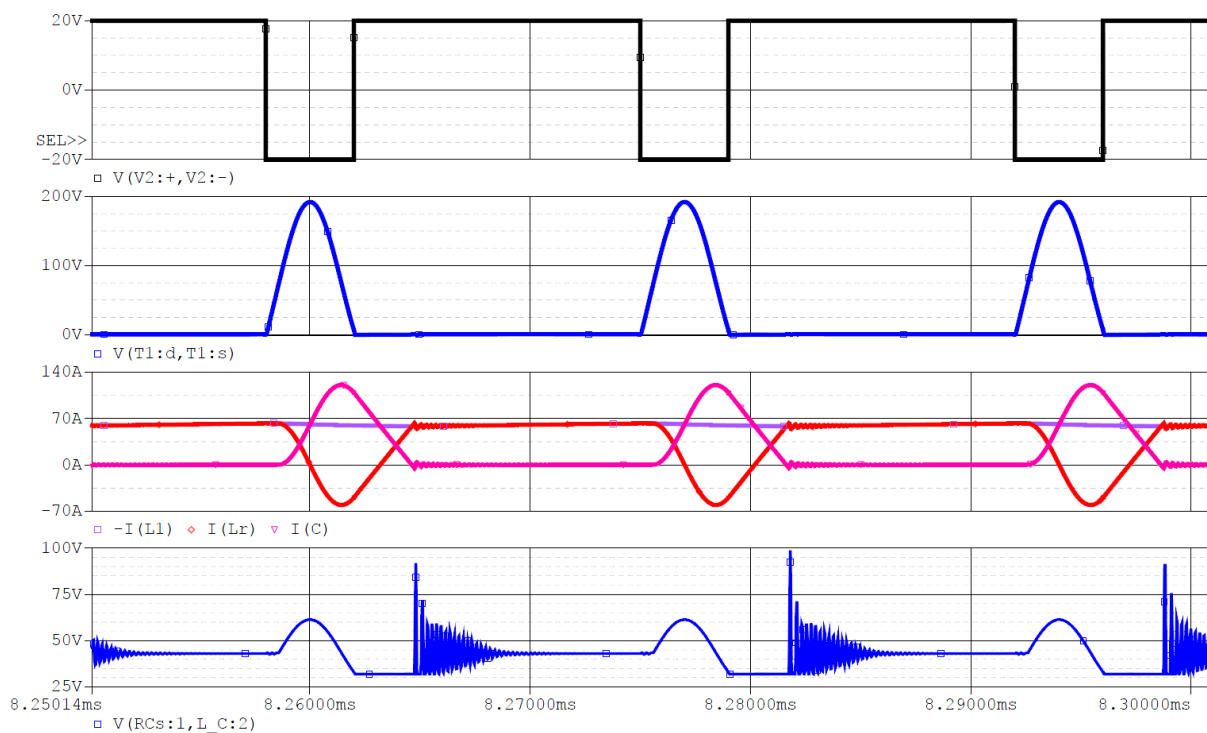
Časový průběh proudu na spínači (Obr. 8.6) dokumentuje dobu vedení proudu inverzní diodou spínače, tedy dobu, po kterou lze sepnout tranzistor za podmínek ZVS. Časový průběh napětí na nulové diodě D pak dokumentuje dodatečnou rezonanci mezi rezonanční cívkou L_r a kapacitou přechodu diody.

8.3 KVAZI-REZONANČNÍ SNIŽOVACÍ/ZVYŠOVACÍ MĚNIČ

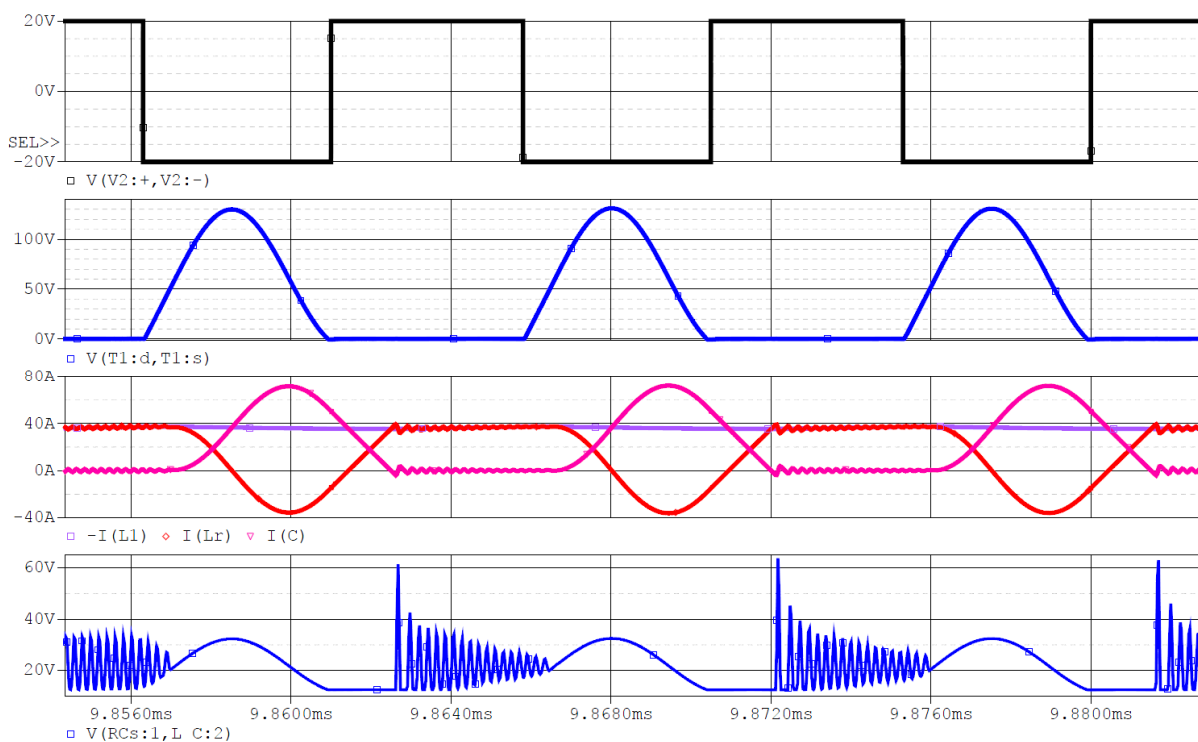
Simulační výsledky kvazi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče (Obr. 8.7) korespondují s mezními rozsahy uvedenými v kapitole 7.2.1. Časové průběhy jsou zobrazeny pro nejvyšší výstupní výkon $P_Z = 1,1 \text{ kW}$ (Obr. 8.8) a pro nejmenší výstupní výkon $P_Z = 533 \text{ W}$ (Obr. 8.9). Změna napětí ultrakapacitorů byla prováděna změnou parametru IC.



Obr. 8.7 – Simulační schéma kvazi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče

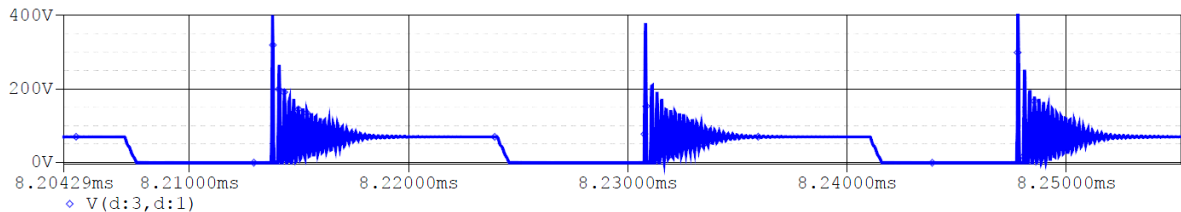


Obr. 8.8 – Časové průběhy veličin kvazi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče pro $P_Z = 1,1 \text{ kW}$, $f_S = 59 \text{ kHz}$, $U_C = 43 \text{ V}$



Obr. 8.9 – Časové průběhy veličin kvazi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče pro $P_Z = 533 \text{ W}$, $f_S = 111 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$

V simulačním schématu měniče je na výstupu ultrakapacitorová baterie C o velikosti 176F doplněná rezistorem RCs, jenž představuje ESR ultrakapacitorů, a rezistorem RCp, který reprezentuje maximální proud při samovybíjení ultrakapacitorů. Tlumivka L_C pak reprezentuje vlastní indukčnost ultrakapacitorů, jež byla nasimulována pomocí průběhu z experimentálních měření na fyzikálním modelu rezonančního měniče. Tato vlastní indukčnost pak u rezonančních měničů způsobuje deformaci napětí na ultrakapacitorech, jak lze pozorovat z průběhu V(RCs:1,L_C:2) na Obr. 8.8 a Obr. 8.9. Samotný úbytek napětí vlivem vlastního ESR ultrakapacitorů nelze pozorovat, neboť dosahuje hodnoty maximálně $\Delta U_C = 0,35 \text{ V}$.

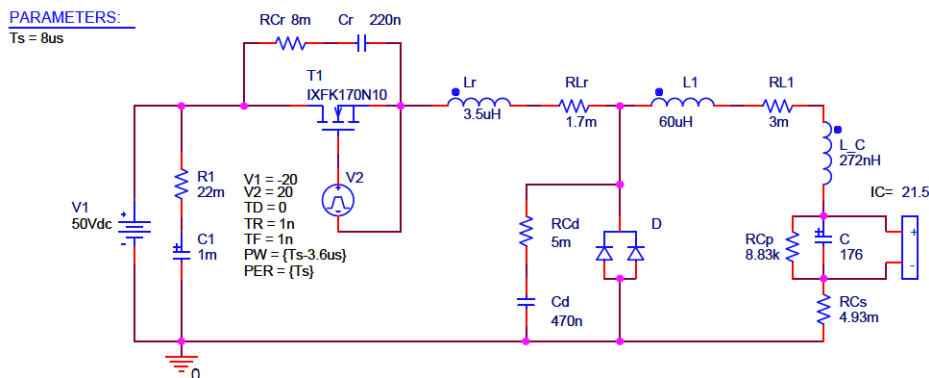


Obr. 8.10 – Časový průběh napětí na diodě D kvazi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče pro $P_z = 1,1 \text{ kW}$, $f_s = 59 \text{ kHz}$, $U_C = 43 \text{ V}$

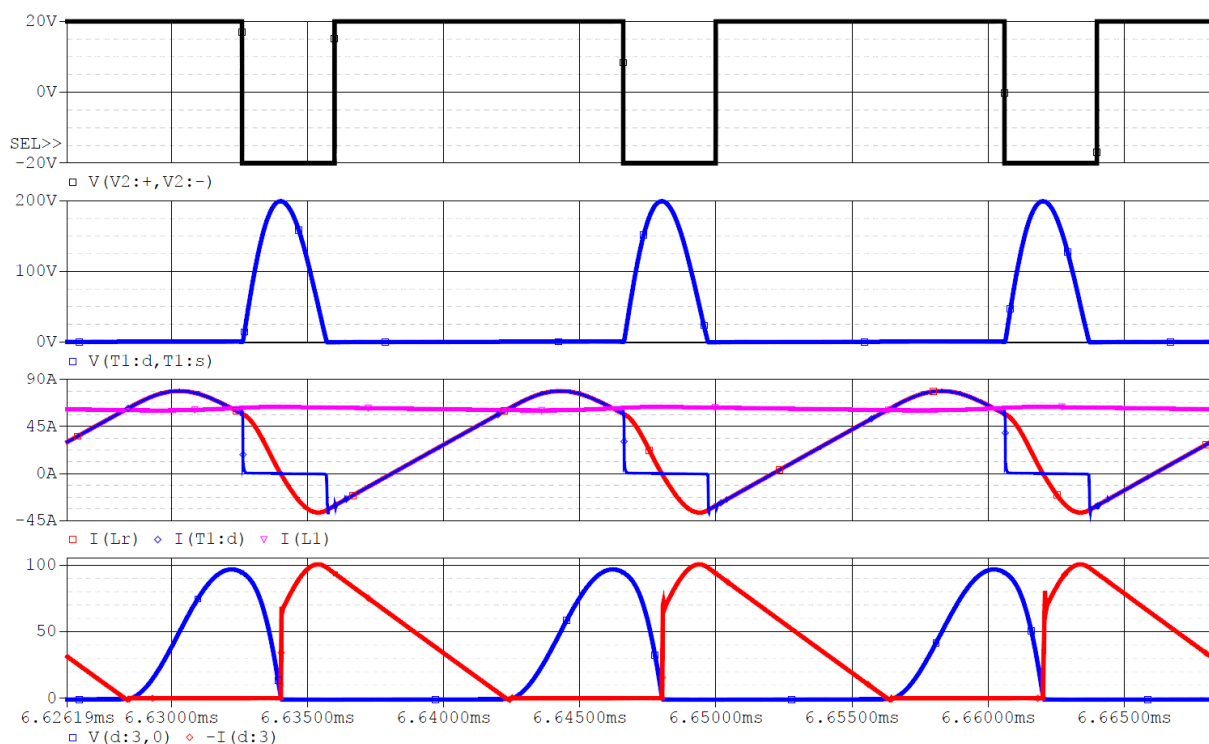
Na průbězích vstupního proudu I(Lr) a výstupního proudu I(C) lze taktéž pozorovat jemné zákymity, které jsou způsobeny dodatečnou rezoncí mezi rezonanční cívkou Lr a kapacitou přechodu diody D. Vlivem této rezonance pak dochází k napěťovým špičkám (Obr. 8.10), které namáhají polovodičový přechod diody v závěrném stavu.

8.4 MULTI-REZONANČNÍ SNIŽOVACÍ MĚNIČ

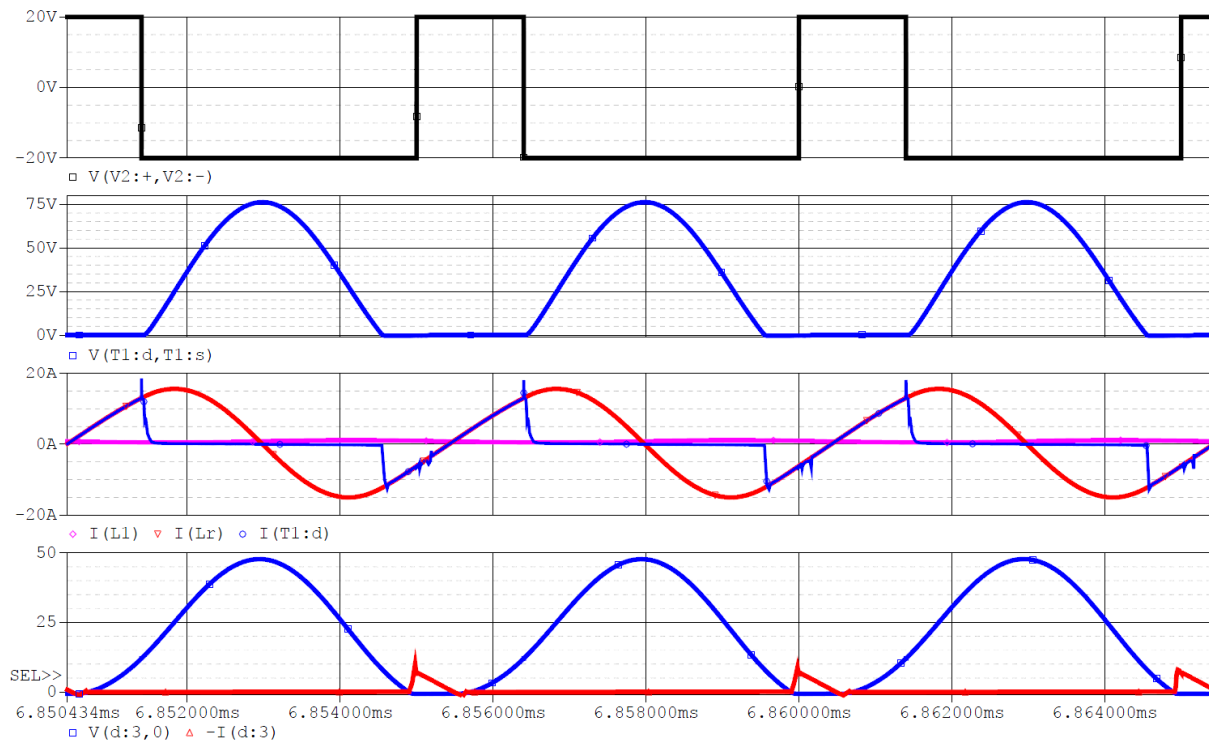
Simulační schéma multi-rezonančního snižovacího měniče (Obr. 8.11) je sestaveno na základě návrhu multi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče z kapitoly 7.1.2. Parametr C_N je tedy určen na základě poměru hodnot kapacity prvků Cd a Cr. Na výstupu měniče se opět nachází náhradní zapojení ultrakapacitorové baterie doplněné o parazitní odporové a induktivní komponenty. Pro potřeby analýzy multi-rezonančních měničů byla na výstupu měniče zapojena pouze odporová zátěž doplněná kondenzátorem pro stabilizaci napětí, jak je ukázáno na Obr. 8.18.



Obr. 8.11 – Simulační schéma multi-rezonančního snižovacího měniče

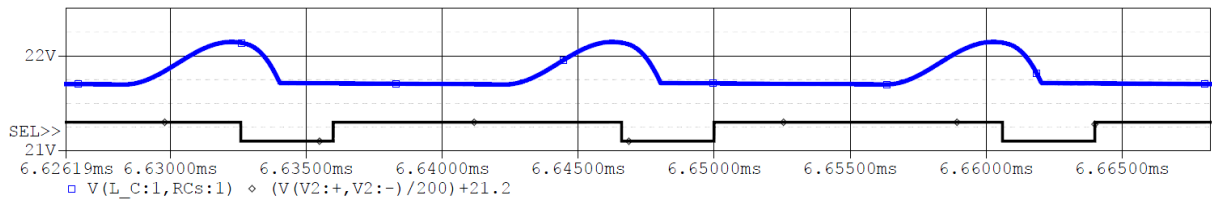


Obr. 8.12 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního snižovacího měniče s $C_N = 2,14$ pro $P_1 = 1,36$ kW, $f_s = 71,4$ kHz, $U_C = 21,5$ V



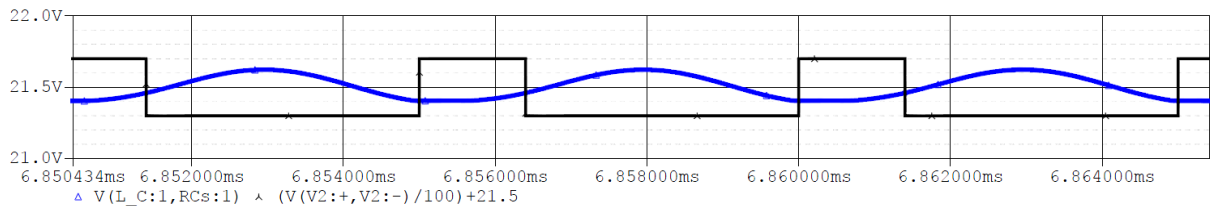
Obr. 8.13 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního snižovacího měniče s $C_N = 2,14$ pro $P_1 = 20$ W, $f_s = 200$ kHz, $U_C = 21,5$ V

Časové průběhy pro $C_N = 2,14$ jsou zobrazeny pro nejvyšší výkon $P_I = 1,36 \text{ kW}$ (Obr. 8.12) a pro nejmenší výkon $P_I = 20 \text{ W}$ (Obr. 8.13). Nejvyšší hodnota výkonu P_I je dána omezením pro maximální napětí na tranzistoru $U_{Cr(\max)} = 200 \text{ V}$ a nejmenší hodnota výkonu P_I je dána dosažením podmínek ZVS spínání. Na průbězích lze pozorovat změnu v multi-rezonanční chování se změnou hodnoty výkonu, kdy u vyššího výkonu dochází nejprve k rezonanci mezi L_r - C_D , poté mezi L_r - C_r - C_D a následně k rezonanci mezi L_r - C_r , zatímco u nižšího výkonu dochází k rezonanci mezi L_r - C_D , poté mezi L_r - C_r - C_D a následně opět mezi L_r - C_D . Dále je z časového průběhu proudu i_{Lr} patrné, že hodnota nejnižšího výkonu je odebírána především pro vlastní rezonanci multi-rezonančního obvodu a krytí ztrát na rezonančních komponentech, čímž jsou splněny podmínky ZVS při zátěži blízké stavu naprázdno.



Obr. 8.14 – Časový průběh napětí na ultrakapacitorech multi-rezonančního snižovacího měniče s $C_N = 2,14$ pro $P_I = 1,36 \text{ kW}$, $f_s = 71,4 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$

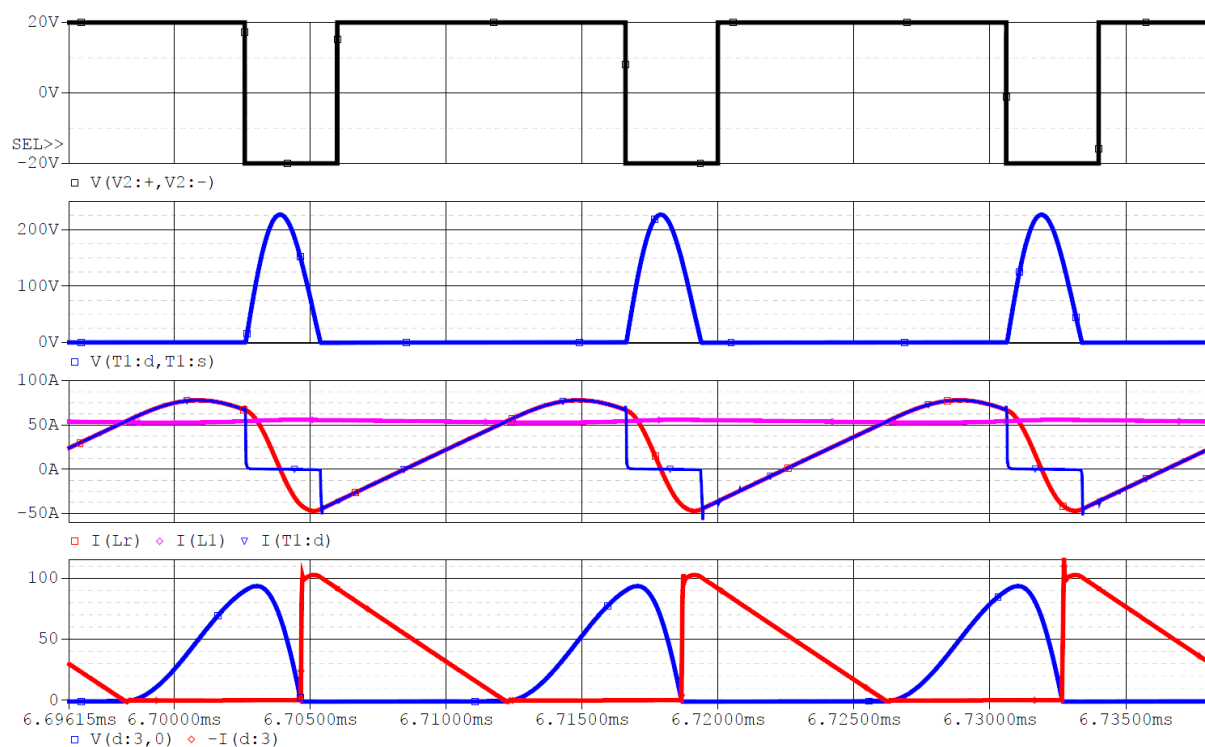
Na Obr. 8.14 lze pozorovat změnu napětí na ultrakapacitorech vlivem jeho vlastní parazitní indukčnosti. Z průběhu na Obr. 8.15 je patrné, že když multi-rezonanční měnič pracuje se zátěží blízké stavu naprázdno, pak ultrakapacity výkon nejenom přijímají, ale také odevzdávají.



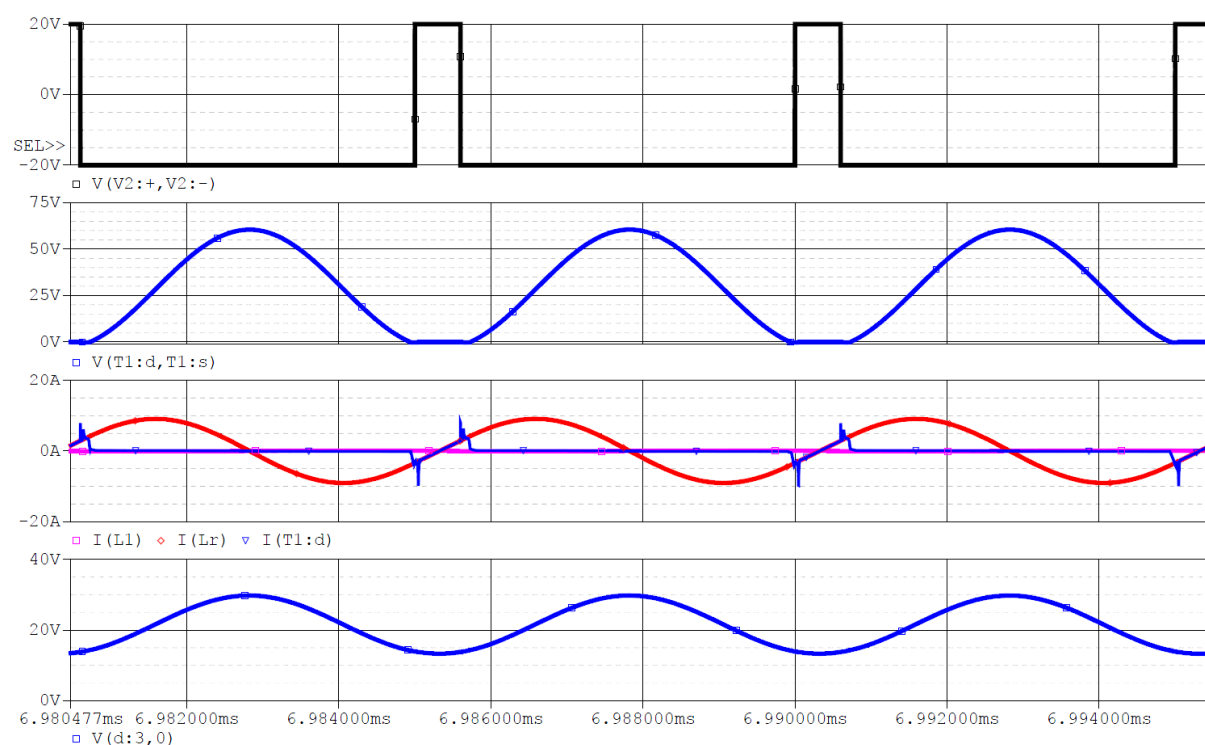
Obr. 8.15 – Časový průběh napětí na ultrakapacitorech multi-rezonančního snižovacího měniče s $C_N = 2,14$ pro $P_I = 20 \text{ W}$, $f_s = 200 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$

Časové průběhy multi-rezonančního snižovacího měniče s $C_N = 4$ (Obr. 8.16 a Obr. 8.17) jsou zobrazeny pro stejnou spínací frekvenci f_s měniče a stejné napětí na ultrakapacitorech U_C jako u časových průběhů multi-rezonančního snižovacího měniče s $C_N = 2,14$ (Obr. 8.12 a Obr. 8.13). Nabízí tedy srovnání dějů na multi-rezonančním obvodu pro dvě různé hodnoty kapacity kondenzátoru C_D , ze kterých lze pozorovat změnu v trvání rezonančních dějů, a také změnu v proudových a napěťových poměrech na rezonančních komponentech, a tím i změnu v hodnotě odebíraného výkonu P_I . Na Obr. 8.17 lze pozorovat napětí u_D na nulové diodě, které během celého spínacího cyklu nepoklesne k nulové hodnotě. Tím je znemožněno vedení proudu touto nulovou diodou, tudíž pro docílení podmínek spínání v nule napětí se musí střídavá složka proudu i_{Lr} uzavírat přes zátěž. Přesto, jak lze pozorovat z časového průběhu proudu tranzistorem I(T1:d), je docíleno měkkého spínání toho tranzistoru.

SIMULAČNÍ VÝSLEDKY REZONANČNÍCH MĚNIČŮ



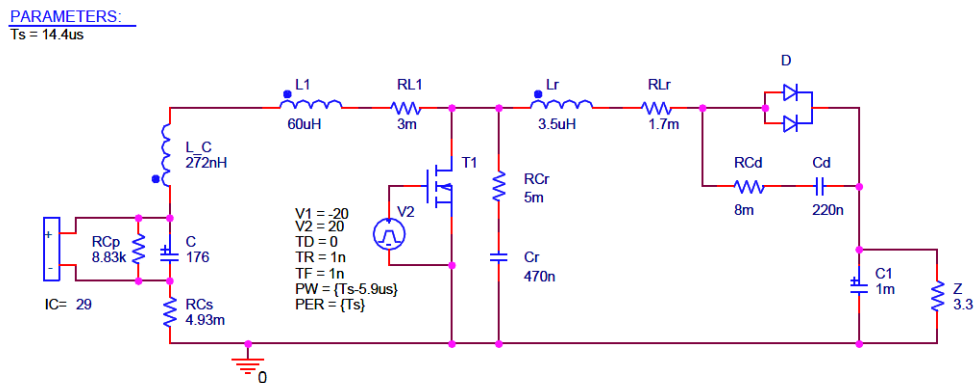
Obr. 8.16 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního snižovacího měniče s $C_N = 4$ pro $P_1 = 1,23 \text{ kW}$, $f_s = 71,4 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$



Obr. 8.17 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního snižovacího měniče s $C_N = 4$ pro $P_1 = 1 \text{ W}$, $f_s = 200 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$

8.5 MULTI-REZONANČNÍ ZVYŠOVACÍ MĚNIČ

Simulační schéma multi-rezonančního zvyšovacího měniče (Obr. 8.18) je sestaveno na základě návrhu multi-rezonančního snižovacího/zvyšovacího měniče z kapitoly 7.1.2. Na vstupu měniče se opět nachází náhradní zapojení ultrakapacitorové baterie. Pro potřeby analýzy multi-rezonančních měničů byl na vstupu měniče zapojen pouze stejnosměrný zdroj napětí.

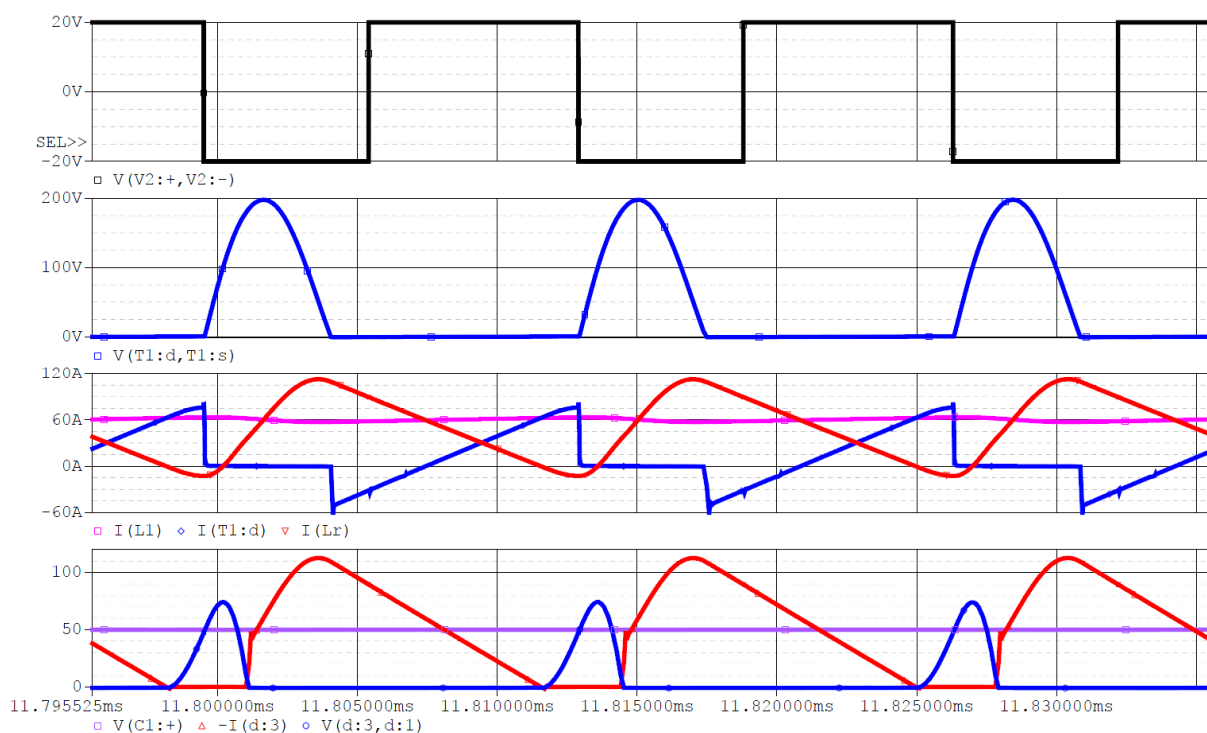


Obr. 8.18 – Simulační schéma multi-rezonančního zvyšovacího měniče

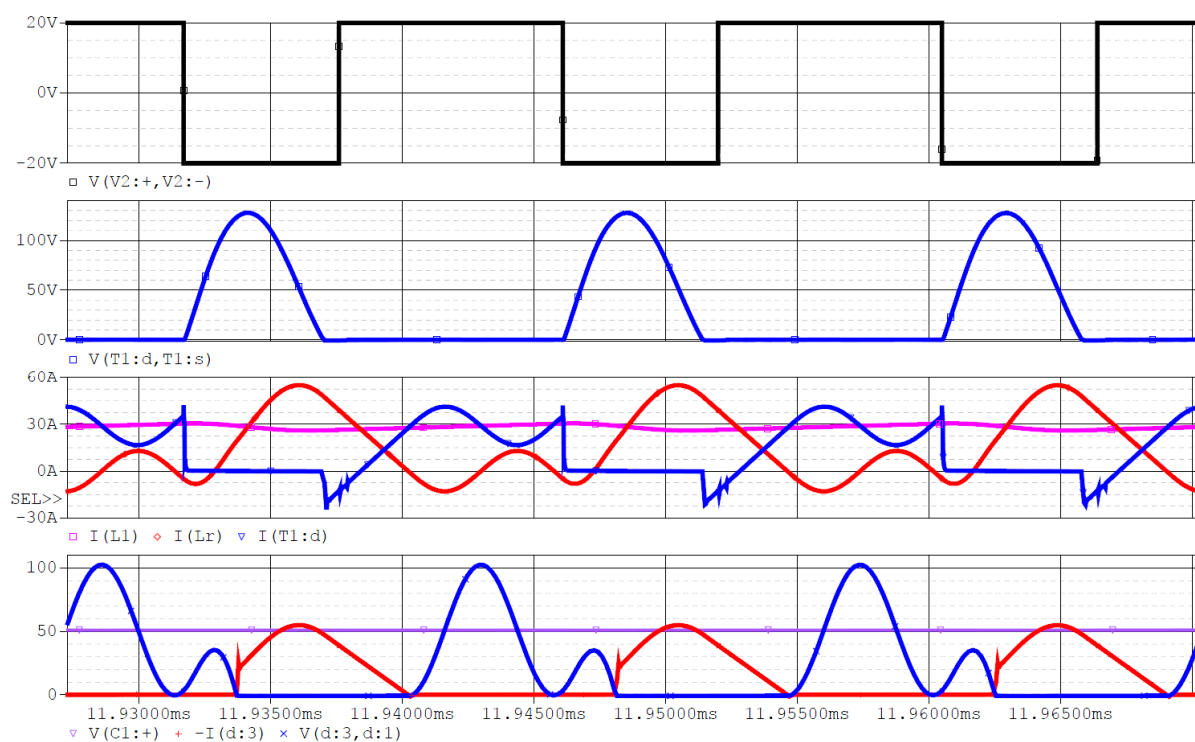
Časové průběhy multi-rezonančního zvyšovacího měniče jsou zobrazeny pro různé parametry C_N , které byly dosaženy změnou hodnoty kapacity kondenzátoru C_d , dále pro různé hodnoty napětí ultrakapacitorů, jejichž změna byla provedena pomocí parametru IC , a následně pro různé výkony, změnou hodnoty odporu rezistoru na výstupu měniče.

Ačkoli pro parametr $C_N = 0,47$, jehož hodnota byla stanovena dle návrhu multi-rezonančního dvoukvadrantního snižovacího/zvyšovacího měniče, nejsou zřejmé výhody multi-rezonančních měničů, lze na těchto průbězích pozorovat chování multi-rezonančního obvodu. Především lze pozorovat s klesající spínací frekvencí f_s rostoucí počet period rezonance mezi L_r - C_D během vedení proudu spínacím tranzistorem T1. Tyto rezonance pak ovlivňují hodnotu výstupního napětí, jak bylo rozebráno v kapitole analýzy multi-rezonančních měničů, což velice znesnadňuje regulaci takového měniče.

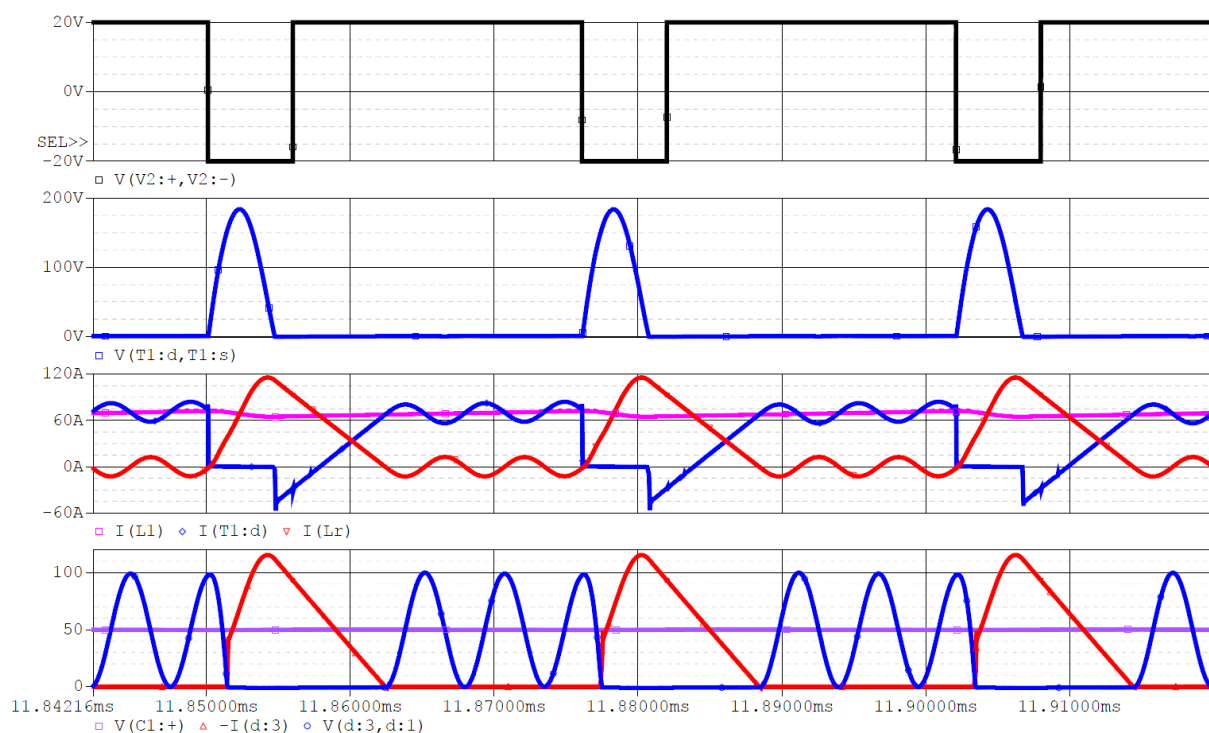
Srovnání časových průběhů veličin pro různé parametry C_N nabízí průběhy na Obr. 8.21, Obr. 8.22 a Obr. 8.23, pro které platí stejné hodnoty napětí U_C , spínací frekvence f_s a odporu zátěže. Z těchto průběhů je zřejmé, jak s rostoucím parametrem C_N dochází ke zvýšení pracovního rozsahu zátěže. Z průběhů na Obr. 8.22 lze pozorovat změnu hodnoty výstupního napětí, neboli změnu přenosového parametru M pouze na základě okamžiku přerušení rezonance L_r - C_D v době vedení tranzistoru T1. Z časových průběhů na Obr. 8.23 lze také pozorovat nepatrnou změnu výstupního napětí, jež je mírně vyšší než u ostatních průběhů. Na posledním časovém průběhu je také zanesen průběh napětí na ultrakapacitorech (křivka $V(L_C:2,RCs:1)$), jež je ideálně vyhlazen vlivem vyhlazeného proudu zvyšovací tlumivkou L1.



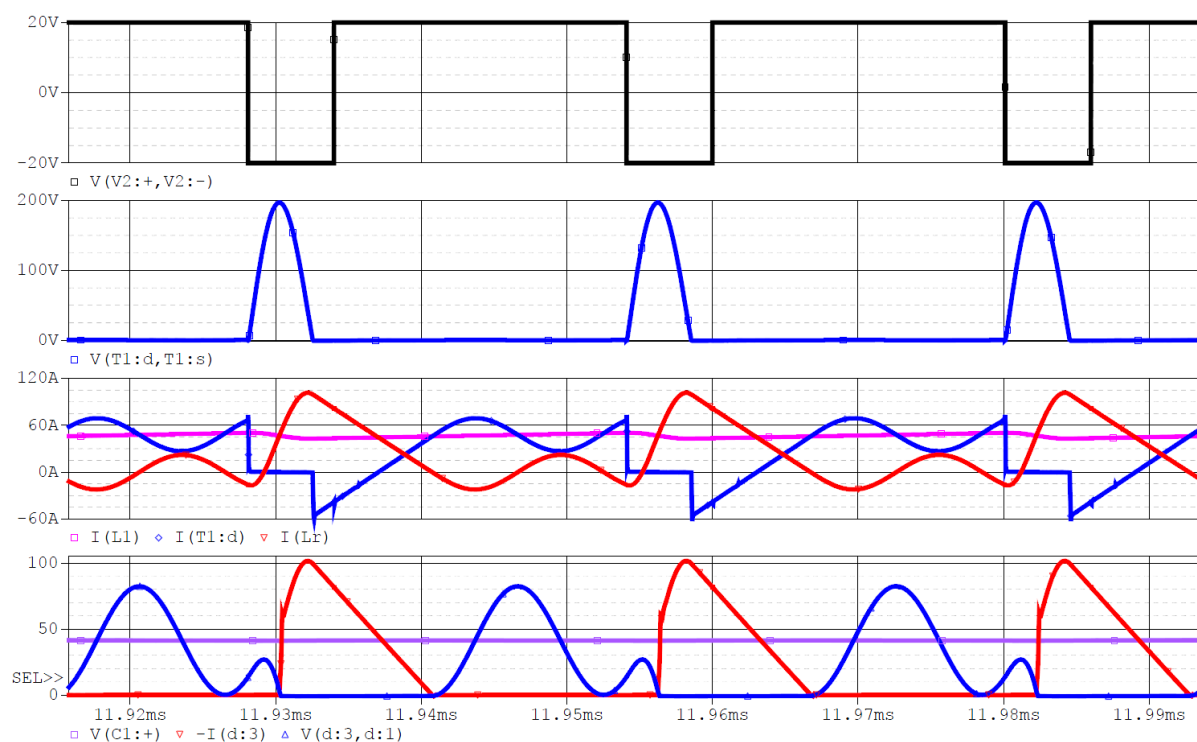
Obr. 8.19 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního zvyšovacího měniče s $C_N = 0,47$ pro $P_Z = 2,5 \text{ kW}$, $f_s = 74,6 \text{ kHz}$, $U_C = 43 \text{ V}$



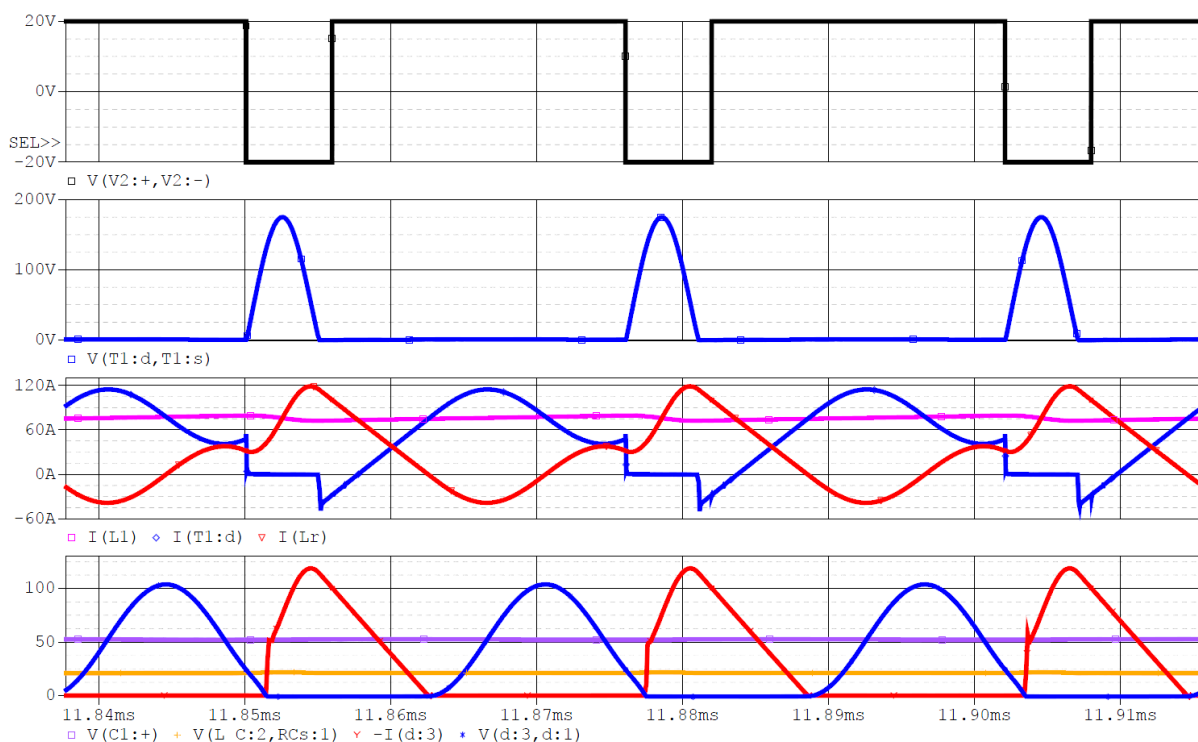
Obr. 8.20 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního zvyšovacího měniče s $C_N = 0,47$ pro $P_Z = 760 \text{ W}$, $f_s = 69,4 \text{ kHz}$, $U_C = 29 \text{ V}$



Obr. 8.21 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního zvyšovacího měniče s $C_N = 0,47$ pro $P_Z = 1,4 \text{ kW}$, $f_s = 38,5 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$



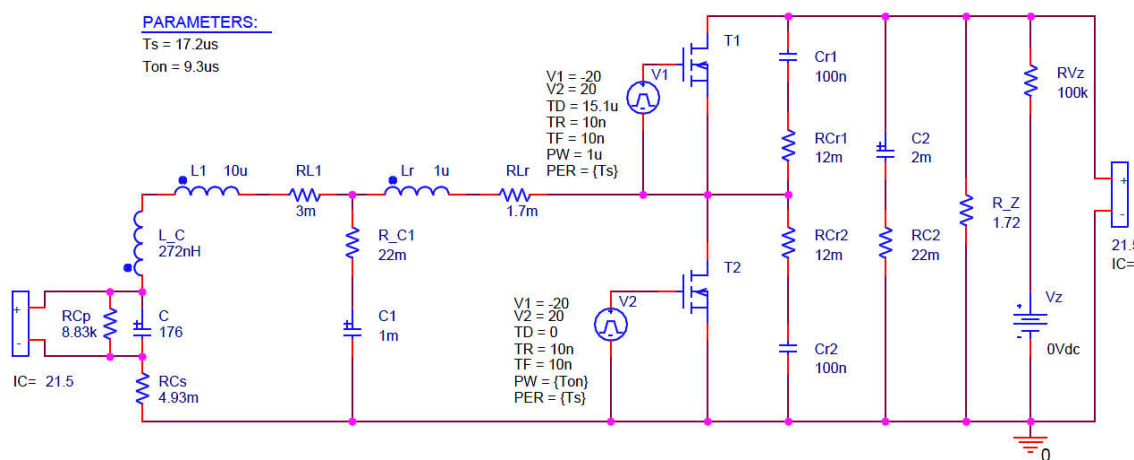
Obr. 8.22 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního zvyšovacího měniče s $C_N = 2,14$ pro $P_Z = 890 \text{ W}$, $f_s = 38,5 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$



Obr. 8.23 – Časové průběhy veličin multi-rezonančního zvyšovacího měniče s $C_N = 4$ pro $P_Z = 1,4 \text{ kW}$, $f_s = 38,5 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$

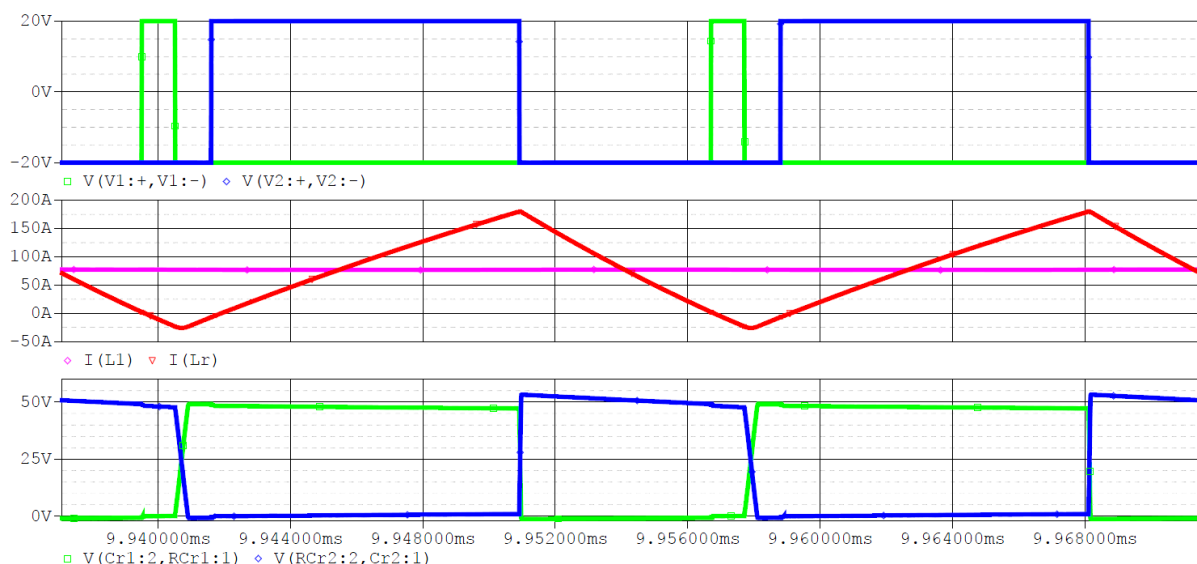
8.6 PŮLMŮSTKOVÝ SNIŽOVACÍ/ZVÝŠOVACÍ MĚNIČ

Simulační schéma půlmůstkového snižovacího/zvýšovacího měniče (Obr. 8.24) je zobrazeno pro zvyšovací mód, ale je zároveň funkční i pro snižovací mód měniče. Ten je reprezentován zdrojem napětí V_Z a k němu sériově zapojeným rezistorem RV_Z , jejichž hodnoty při snižovacím módu byly nastaveny na $V_Z = 50 \text{ V}$, $RV_Z = 1 \text{ p}\Omega$. Rezistor R_Z reprezentující zátěž při zvyšovacím módu byl pro snižovací mód nastaven na hodnotu $R_Z = 100 \text{ k}\Omega$. Nastavení počáteční hodnoty na výstupní straně slouží pro definování počáteční hodnoty napětí na kondenzátoru C_2 .



Obr. 8.24 – Simulační schéma půlmůstkového snižovacího/zvýšovacího měniče

Časové průběhy pro zvyšovací mód jsou zobrazeny na Obr. 8.25 a Obr. 8.26. Lze si z nich povšimnout odpovídající rozdílné hodnoty zatěžovatele $\delta_{HB(ZVS)}$ v závislosti na přenosovém parametru M dle vztahu (6.22). Dále lze pozorovat rozdílnou strmost nárůstu napětí na rezonančních kondenzátorech v závislosti na velikosti proudu protékajícího rezonanční cívku v době vypnutí příslušného tranzistoru. Z časového průběhu na Obr. 8.26 lze pozorovat, jak s klesající strmostí proudu i_{Lr} musí být zvýšena doba trvání intervalu T_d , aby byly zajištěny podmínky spínání v nule napětí, což výrazně ovlivňuje spínací kmitočet měniče.



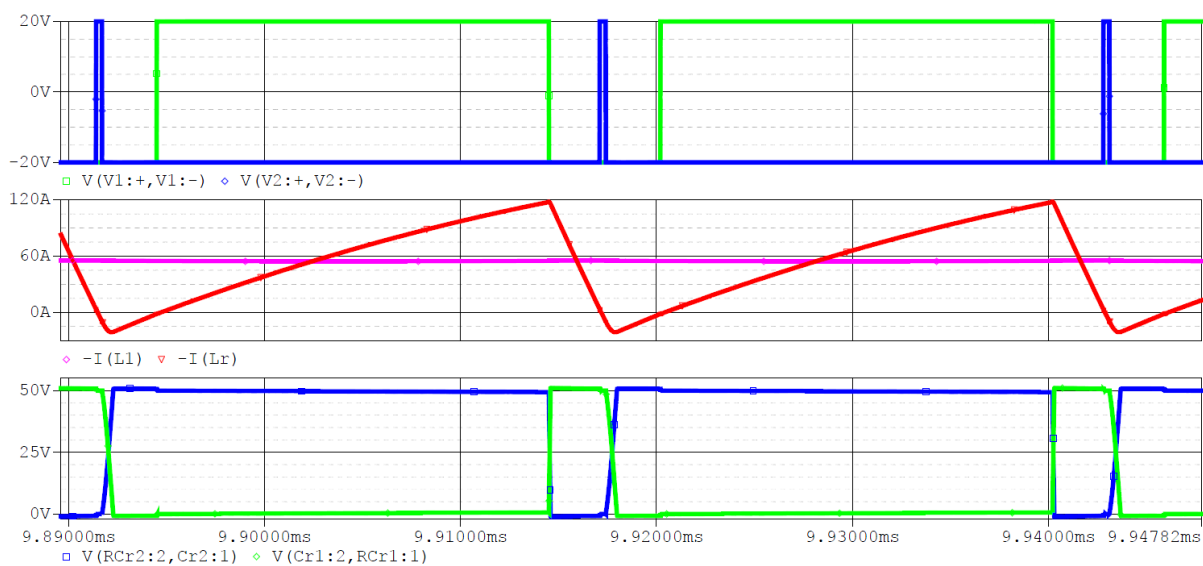
Obr. 8.25 – Časové průběhy veličin zvyšovacího módu pólumstkového snižovacího/zvyšovacího měniče pro $P_Z = 1,45 \text{ kW}$, $f_s = 58 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$



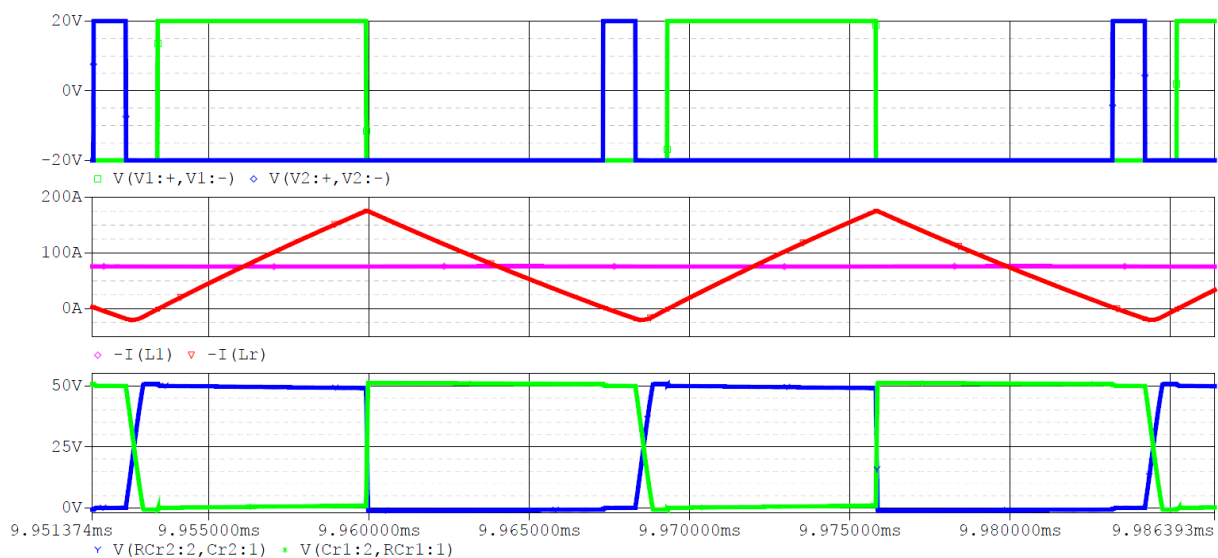
Obr. 8.26 – Časové průběhy veličin zvyšovacího módu pólumstkového snižovacího/zvyšovacího měniče pro $P_Z = 2,5 \text{ kW}$, $f_s = 32,6 \text{ kHz}$, $U_C = 43 \text{ V}$

SIMULAČNÍ VÝSLEDKY REZONANČNÍCH MĚNIČŮ

Časové průběhy pro snižovací mód jsou zobrazeny na Obr. 8.27 a Obr. 8.28. Lze na nich pozorovat stejné události jako na časových průbězích pro zvyšovací mód.



Obr. 8.27 – Časové průběhy veličin snižovacího módu pŕlmŕstkového snižovacího/zvyšovacího mĕniče pro $P_Z = 2,46 \text{ kW}$, $f_s = 38,9 \text{ kHz}$, $U_C = 43 \text{ V}$



Obr. 8.28 – Časové průběhy veličin snižovacího módu pŕlmŕstkového snižovacího/zvyšovacího mĕniče pro $P_Z = 1,82 \text{ kW}$, $f_s = 63 \text{ kHz}$, $U_C = 21,5 \text{ V}$

9 EXPERIMENTÁLNÍ VÝSLEDKY

Experimentální výsledky byly získány na laboratorním testovacím modelu kvazi-rezonančního měniče, jehož fotografie jsou uvedeny v přílohové části. Rezonanční měnič byl zkonstruován s výkonovými tranzistory Semikron SKM 180A020, kondenzátory FKP1 a KPI348 pro impulsní provoz a s tlumivkami ze želoprachového jádra a feritového jádra, které byly navinuty vf lankem.

Jelikož se pro kompletní realizaci rezonančních měničů nepodařilo získat optimálně dimenzované tlumivky z hlediska proudového zatížení a nízkých ztrát, následující průběhy dokumentují pouze vybrané specifické vlastnosti rezonančních měničů.

Obr. 9.1 až Obr. 9.4 zachycují časové průběhy veličin kvazi-rezonančního snižovacího měniče, který nebyl osazen vyhlazovací tlumivkou. Proto lze na průbězích pozorovat, že proud rezonanční cívkou narůstá, dokud není přerušen tranzistorem. To má vliv na poměr maximální a střední hodnoty proudu, což ukazuje na důležitost filtrační tlumivky. Vzhledem k nezapojené filtrační tlumivce tak nemohla být pozorována dodatečná rezonance mezi rezonanční cívkou L_r a kapacitou přechodu nulové diody.

Na Obr. 9.2 lze pozorovat průběh napětí na ultrakapacitorech v době rezonance. Při měření bylo pozorováno, že velikost poklesu napětí na ultrakapacitorech souvisí se strmostí nárůstu nabíjecího proudu. Při použití filtrační tlumivky je tato změna napětí omezena dle velikosti zvlnění nabíjecího, popř. vybíjecího proudu. Při srovnání se simulačními výsledky lze pozorovat, že při nabíjení ultrakapacitorů ideálně vyhlazeným proudem se zvlnění napětí na ultrakapacitorech neprojevuje. Vlastní indukčnost jednoho ultrakapacitorového článku byla odvozena simulací z naměřených průběhů. Simulací bylo stanoveno, že vlastní indukčnost jednoho ultrakapacitorového článku činí 16 nH.

Obr. 9.3 zobrazuje napětí na ultrakapacitorech s paralelně přiloženým elektrolytickým kondenzátorem 2,2 mF / 400 V. Z tohoto průběhu lze pozorovat, že s připojeným elektrolytickým kondenzátorem došlo ke zmenšení velikosti poklesu napětí na ultrakapacitorech.

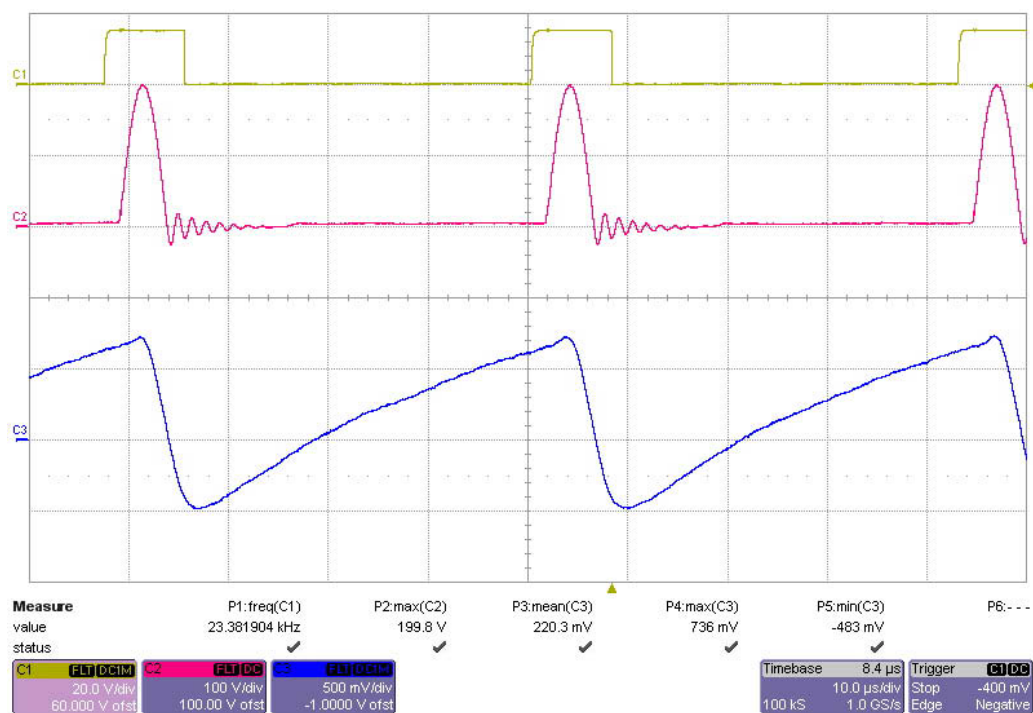
Obr. 9.4 pak zobrazuje průběh napětí, jež byl naměřen na vodiči typu lanko o průřezu 16 mm² a délce 25 cm. Z průběhu lze pozorovat projev rezonance na parazitní indukčnosti vodiče, ke které dochází v době rezonance L_r - C_r u kvazi-rezonančního snižovacího měniče bez výstupní filtrační tlumivky. Vodič spojoval kladný pól ultrakapacitorů s rezonanční cívkou a byl měřen diferenciální sondou. Střední hodnota proudu protékaného vodičem činila 16,2 A a maximální hodnota proudu vodičem činila 52,7 A.

Na Obr. 9.5 lze pozorovat časové průběhy kvazi-rezonančního zvyšovacího měniče, kde je opět zobrazen průběh napětí na ultrakapacitorech. Ačkoli nebyl simulován kvazi-rezonanční zvyšovací měnič s ultrakapacitory na zátěži, lze provést srovnání s kvazi-rezonančním snižovacím/zvyšovacím měničem, jelikož má stejný průběh výstupního proudu jako zvyšovací typ. Při porovnání experimentálně a simulačně získaného průběhu napětí na ultrakapacitorech lze pozorovat shodu, vyjma parazitní rezonance mezi rezonanční cívkou L_r a kapacitou přechodu diody, která nebyla pozorována.

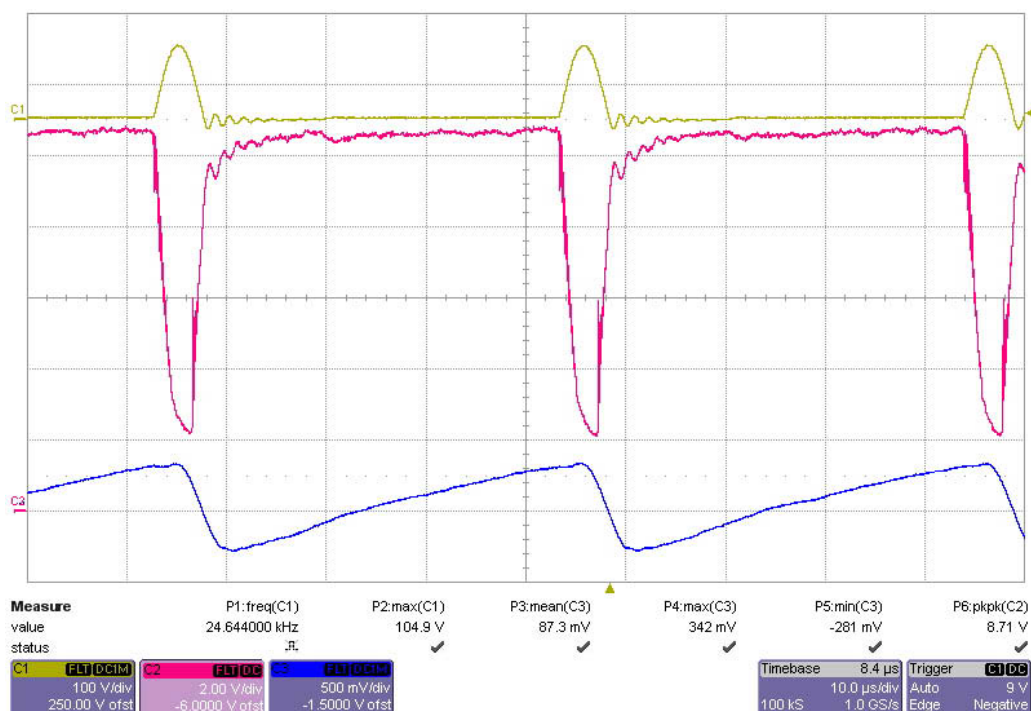
EXPERIMENTÁLNÍ VÝSLEDKY

Na všech experimentálních průbězích lze při srovnání se simulačními průběhy pozorovat zpoždění průběhu rezonančního proudu. V době maximálního napětí na rezonančním kondenzátoru by mělo docházet ke změně polarity proudu rezonanční cívky, ovšem u experimentálních výsledků dochází ke změně polarity proudu rezonanční cívky až v době poklesu napětí na rezonančním kondenzátoru k nulové hodnotě. Toto zpoždění je dáno především parazitními indukčnostmi a kapacitami reálných rezonančních komponentů a jejich pospojováním v rámci celého měřeného obvodu.

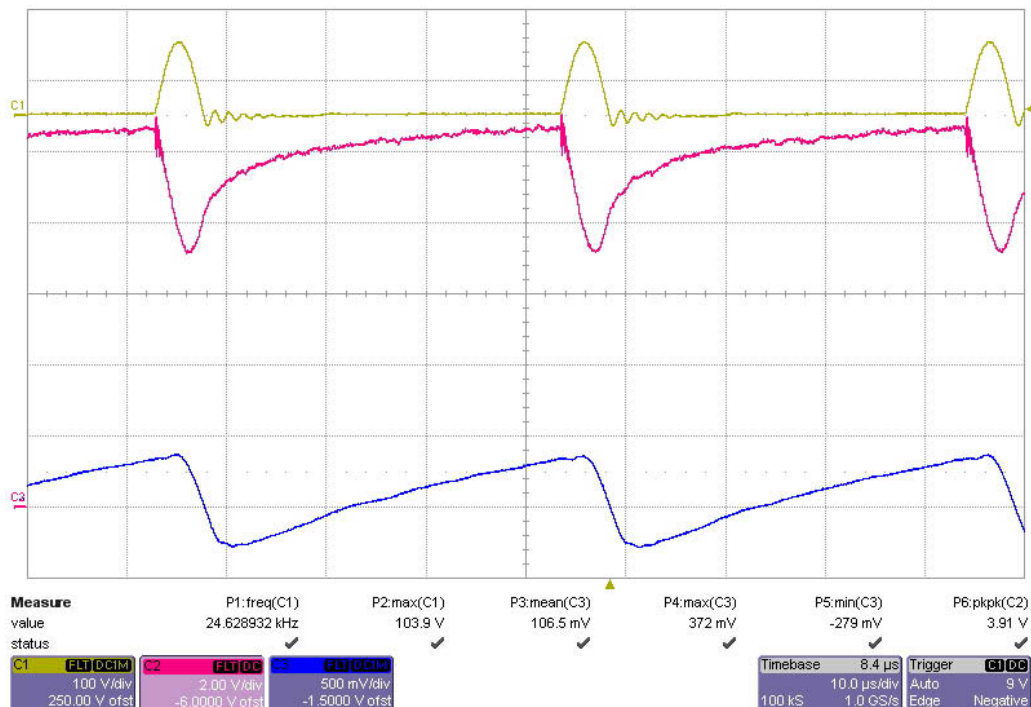
Na experimentálních průbězích lze dále pozorovat doznívání rezonančního děje na časovém průběhu napětí na rezonančním kondenzátoru. Toto doznívání rezonance nebylo při simulačních výsledcích pozorováno, jelikož pro simulace nebyly rezonanční komponenty doplněny parazitní indukčností nebo kapacitou.



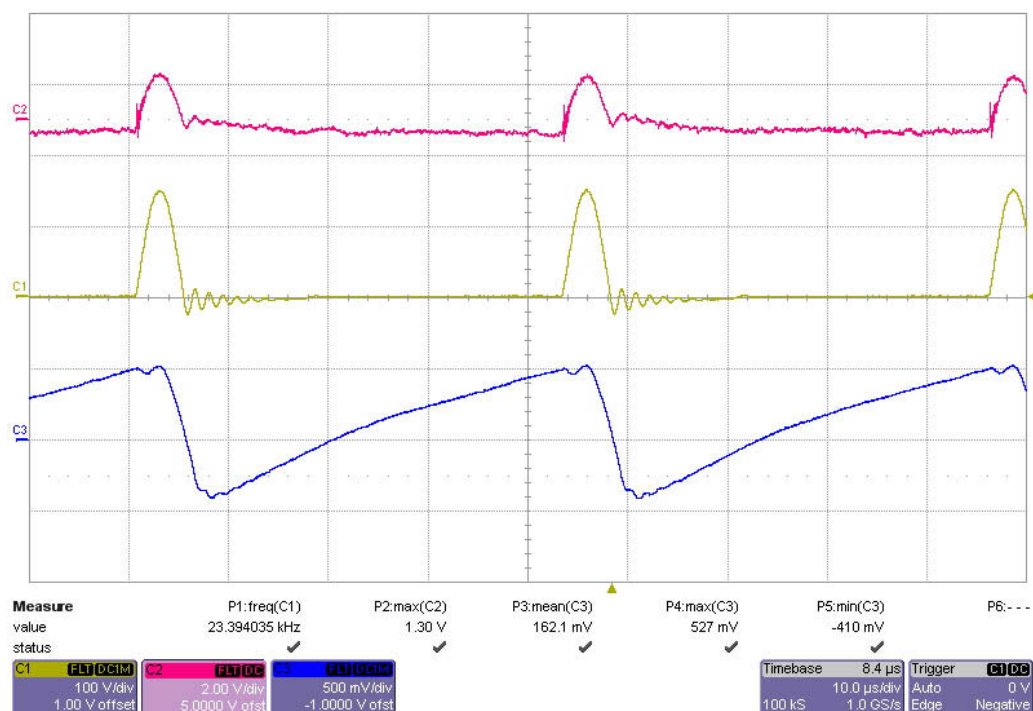
Obr. 9.1 – Časový průběh pro kvazi-rezonanční snižovací měnič: C1 – žlutě – spínací pulzy spínače; C2 – červeně – napětí na spínači; C3 – modře – proud rezonanční cívky (10mV/A)



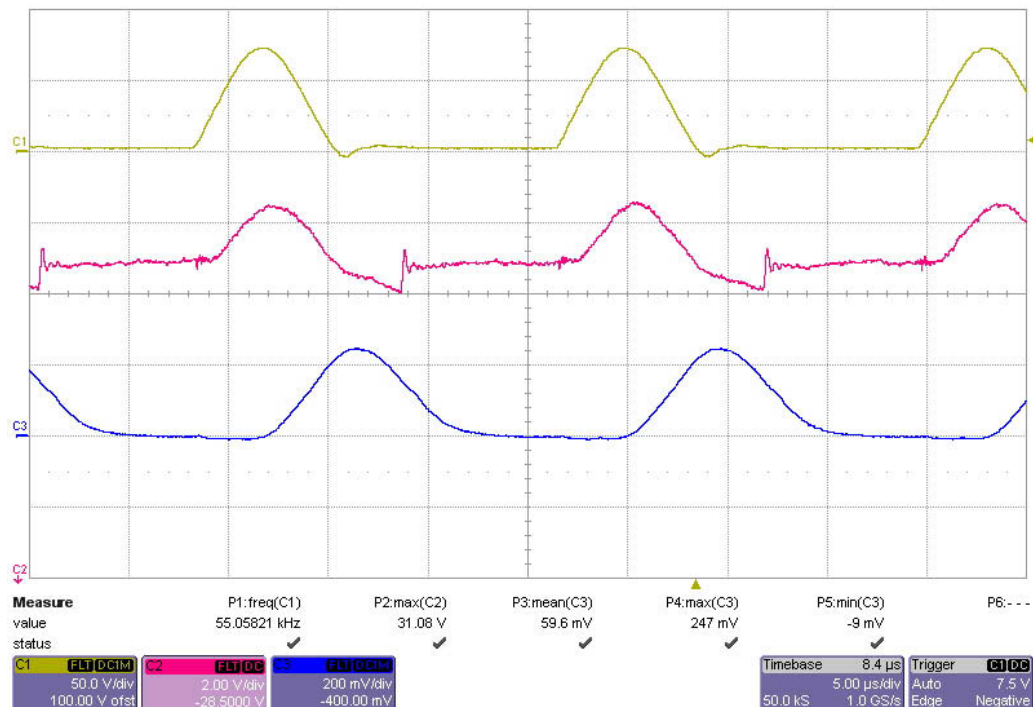
Obr. 9.2 – Časový průběh pro kvazi-rezonanční snižovací měnič: C1 – žlutě – napětí na spínači; C2 – červeně – napětí na ultrakapacitorech; C3 – modře – proud rezonanční cívky (10mV/A)



Obr. 9.3 – Časový průběh pro kvazi-rezonanční snižovací měnič: C1 – žlutě – napětí na spínači; C2 – červeně – napětí na ultrakapacitorech s paralelně zapojeným elektrolytickým kondenzátorem; C3 – modře – proud rezonanční cívky (10mV/A)



Obr. 9.4 – Časový průběh pro kvazi-rezonanční snižovací měnič: C2 – červeně – napětí na vodiči lanko 16mm²; C1 – žlutě – napětí na spínači; C3 – modře – proud rezonanční cívkou (10mV/A)



Obr. 9.5 – Časový průběh pro kvazi-rezonanční zvyšovací měnič: C1 – žlutě – napětí na spínači; C2 – červeně – napětí na ultrakapacitorech; C3 – modře – proud rezonanční cívkou (10mV/A)

10 VÝSLEDKY DISERTAČNÍ PRÁCE

Disertační práce se zabývá analýzou činnosti a vyhodnocením vlastností rezonančních měničů pro využití ve strukturách hybridních elektrických vozidel. Z toho důvody byly nejprve stanoveny dvě základní koncepce pohonné soustavy – kapitola 2 –, v nichž se předpokládá s nasazením rezonančních měničů za účelem získání vyšší účinnosti zpracování energie. Současně lze využít výhod vyšší spínací frekvence, a tím dosáhnout vyšší dynamiky pohonné soustavy. Měkké spínání umožňuje získat vyšší výkonovou hustotu a nižší hmotnost použitých měničů a také lepších vlastností z hlediska elektromagnetické kompatibility měničů. Jednotlivé rezonanční měniče v pohonné soustavě pak tvoří jeden rezonanční měnič pro spolupráci palivového článku a ultrakapacitorů. Tímto byly tedy vybrány dvě vhodné topologie měničů pro využití spolupráce mezi ultrakapacitory a palivovým článkem.

V kapitole 4 je provedeno shrnutí stávajícího stavu problematiky měkkého spínání. Nejprve jsou objasněny důvody použití měkkého spínání a obecně jsou nastíněny výhody a nevýhody měkkého spínání. Dále je proveden popis principu základních metod měkkého spínání – spínání v nule proudu (ZCS) a spínání v nule napětí (ZVS). Tato kapitola dále popisuje hlavní vyvinuté topologie rezonančních DC/DC měničů pro snižovací, zvyšovací a snižovací/zvyšovací typy bez transformátoru, včetně řídicích metod uvedených rezonančních DC/DC měničů. Zdůvodnění používaných spínacích součástek je uvedeno při srovnání metod ZCS a ZVS na typu kvazi-rezonančního měniče, přičemž je uvedeno i doporučení a zdůvodnění pro výběr vhodných rezonančních komponentů.

Kapitola 5 nabízí podrobnou analýzu rezonančních dějů měničů se spínáním v nule napětí (ZVS), a to pro snižovací, zvyšovací a snižovací/zvyšovací kvazi-rezonanční měnič, dále snižovací a zvyšovací multi-rezonanční měnič a půlmůstkový dvoukvadrantní rezonanční měnič. Rozbor je proveden jak matematickým popisem průběhů jednotlivých veličin, tak funkčními schématy pro jednotlivé intervaly.

V kapitole 6 jsou objasněny vlastnosti uvedených rezonančních měničů pomocí kritériálního vyhodnocení přenosových funkcí výše uvedených rezonančních měničů. Přenosové funkce jsou stanoveny jak analyticky, tak pomocí numerických simulací. Dále jsou pro multi-rezonanční měniče rozebrány napěťové a proudové poměry na multi-rezonančním obvodu.

Návrh a dimenzování vybraných topologií rezonančních měničů je proveden v kapitole 7, kdy je vždy zkoumán rozsah výkonů pro daný měnič a další parametry jako spínací frekvence, maximální hodnota napětí na spínači a také účinnost, jež byla stanovena pomocí výsledků z provedené počítačové simulace rezonančních měničů.

Sestavené simulační modely a výsledky počítačové simulace těchto modelů jsou zaneseny v kapitole 8 a dokumentují především funkčnost navržených rezonančních topologií.

Experimentální výsledky získané měřením na laboratorním vzorku rezonančního měniče tvoří kapitolu 9. Jelikož v době realizace laboratorního vzorku nebyly k dispozici vhodné tlumivky pro využití v laboratorním vzorku rezonančního měniče, byl sestaven pouze snižovací a zvyšovací typ kvazi-rezonančního měniče. Na těchto rezonančních měničích bylo především ověřeno rezonanční chování na fyzikálním modelu, pro které je provedeno srovnání se simulačními výsledky. Srovnáním

těchto výsledků se především ukázal vliv parazitních indukčností a kapacit v celém obvodu rezonančního měniče.

V kapitole 12 – Závěr se mimo jiné nachází vyhodnocení celkové vhodnosti rezonančních DC/DC měničů pro aplikaci ve strukturách hybridních elektrických vozidel.

Na základě dosažených výsledků lze konstatovat, že stanovené dílčí úkoly byly splněny v dostatečném rozsahu. Byla objasněna činnost a vlastnosti kvazi- a multi-rezonančních DC/DC měničů a půlmůstkového rezonančního měniče. Na základě výsledků dosažených v disertační práci lze snadno postavit fyzikální model a oživit všechny analyzované topologie rezonančních měničů pro spolupráci palivového článku a ultrakapacitorů.

11 DISKUZE VÝSLEDKŮ DISERTAČNÍ PRÁCE

DC/DC měniče s měkkým spínáním jsou v odborné literatuře popisovány často velmi obecně, kdy jsou většinou popsány principy spínání v nule napětí a nule proudu a u měničů je popsán princip rezonančního chování. Matematický rozbor spínacího cyklu a stanovení přenosových funkcí včetně popisu vlastností při návrhu lze většinou nalézt pouze v článcích odborných konferencí, kde jsou ovšem často uváděny tyto údaje s chybami a nelze se podle nich řídit při návrhu rezonančních měničů. Proto studium odborné literatury zabývající se rezonančními DC/DC měniči a obecně měkkým spínáním poskytlo dostatek znalostí pro zhotovení rozboru spínacího cyklu a stanovení vlastností rezonančních DC/DC měničů, které jsou uvedeny v kapitole 5 a 6.

Analýza kvazi-rezonančních měničů v kapitole 6.1 uvádí přenosové funkce pro snižovací, zvyšovací a snižovací/zvyšovací kvazi-rezonanční měnič. Toto vyjádření je provedeno analyticky, přičemž odvození přenosových funkcí lze nalézt v příloze disertační práce. Analytické vyjádření je samozřejmě provedeno pro bezztrátové komponenty měniče, protože jinak by výsledná přenosová funkce byla mnohokrát složitější. Proto při použití grafického vyjádření přenosových funkcí z Obr. 6.1, Obr. 6.2 a Obr. 6.3 během návrhu pro okamžité stanovení spínací frekvence měniče vzniká mezi odečtenou spínací frekvencí z grafu a skutečnou spínací frekvencí rezonančního měniče odchylka dle účinnosti navrhovaného měniče. Oproti tomu grafická vyjádření přenosových funkcí pro multi-rezonanční měniče, jež jsou vyjádřena pomocí numerické simulace s uvažováním ztrátových komponent, poskytují relativně přesný odečet spínací frekvence, ačkoli je také ovlivněn ztrátami měniče. Grafická charakteristika přenosové funkce půlmůstkové rezonančního měniče neumožňuje stanovit spínací frekvenci, ale pouze dobu trvání intervalu T_3 na základě stanoveného intervalu sepnutí T_1 , přičemž spínací frekvence může být výrazně nižší při malých hodnotách přenosového parametru M , jak je dokázáno na časovém průběhu na Obr. 8.26.

Na základě provedených simulačních výsledků jsou v kapitole 7 stanoveny účinnosti jednotlivých rezonančních DC/DC měničů. Tyto účinnosti ale nejsou závazné, neboť jsou ovlivněny ztrátami všech součástí v měniči. Lze podle nich ale stanovit, že při stejném výkonu a stejných součástkách měniče disponují kvazi-rezonanční měniče nejvyšší účinnosti ze všech analyzovaných měničů, což byl i předpoklad disertační práce při výběru řešených měničů. Půlmůstkový dvoukvadrantní rezonanční měnič naopak vykazoval nejnižší účinnost, ovšem na druhou stranu může pracovat při libovolném rozsahu zátěže, a to ve dvoukvadrantním režimu – což není umožněno pro multi-rezonanční měnič, jenž také umožňuje použití libovolného rozsahu zátěže, ale pouze v jednokvadrantní režimu.

Experimentální výsledky přinášejí důkaz o ovlivnění celého obvodu měniče vlastními parazitními indukčnostmi a kapacitami, které nebyly v simulačních modelech měničů uvažovány.

12 ZÁVĚR

Disertační práce zpracovává problematiku DC/DC měničů s měkkým spínáním pro aplikace ve strukturách hybridních elektrických vozidel. Jelikož uvedené struktury jsou nízkonapěťové a cílem bylo dosáhnout vysoké účinnosti, byly pro zpracování energie vybrány ZVS kvazi-rezonanční DC/DC měniče. Tyto měniče jsou oproti běžným DC/DC měničům s tvrdým spínáním pouze doplněny rezonančním kondenzátorem a rezonanční cívkou. Je zde tedy předpoklad, že oproti dalším složitějším rezonančním topologiím budou vykazovat nejvyšší účinnost.

Nevýhodou kvazi-rezonančních měničů je však jejich rozsah zátěže. Proto byla analýza rozšířena o ZVS multi-rezonanční měniče, které přidáním jednoho rezonančního kondenzátoru zlepšují vlastnosti ZVS kvazi-rezonančních měničů z hlediska rozsahu zátěže. Navíc je lze při použití dvou spínacích součástek využít ve dvoukvadrantní režimu práce. U multi-rezonančních měničů ale nelze využít jejich široký rozsah zátěže při dvoukvadrantním režimu práce.

Půlmůstkový dvoukvadrantní rezonanční měnič se spínáním v nule napětí poskytuje plný rozsah zátěže při dvoukvadrantní režimu práce, ovšem s nejnižší účinností z analyzovaných měničů. Proto je správný výběr rezonančního měniče otázkou kompromisu.

Aby byla dosažena vysoká účinnost rezonančních měničů, musí být přidány rezonanční komponenty z kvalitních materiálů vykazující nízké ztráty, což zcela jistě navyšuje cenu těchto měničů. Pokud by ovšem byly použity levnější komponenty s vyššími ztrátami (jedná se např. o jádra tlumivek), potom by účinnost těchto měničů mohla být i nižší než účinnost měničů s tvrdým spínáním.

Analyzované rezonanční DC/DC měniče by mohly najít uplatnění právě v podobných pohonných soustavách elektrických vozidel, jaké byly uváděny v této práci. Zejména při využití palivového článku a ultrakapacitorů by navýšení ceny rezonančních měničů nemělo být tolik podstatné vzhledem k ceně samotného palivového článku a ultrakapacitorů. Jelikož energie vyrobená palivovým článkem je relativně dost drahá a při využití rezonančních měničů lze očekávat ušetření provozních nákladů, návratnost investice do rezonančního měniče by měla být zaručena.

Rezonanční měniče navíc umožňují využití vysokých spínacích frekvencí. To vede na výhodu v podobě menších indukčních komponentů, což snižuje objem i hmotnost rezonančních měničů. Dále vzhledem k menším strmostem napětí du/dt a proudů di/dt vykazují rezonanční měniče lepší vlastnosti z hlediska EMC. Tyto vlastnosti jsou v automobilové technice pouze vítány.

Další vývoj v této oblasti by se mohl zabývat širším zkoumáním multi-rezonančních měničů, neboť tyto měniče poskytují při stále vysoké účinnosti široký rozsah pracovní zátěže a lze jimi tak za určitých okolností nahradit běžné DC/DC měniče s tvrdým spínáním. Zajímavou alternativou by také mohly být tzv. ZVT měniče, jejichž rezonanční obvod je využíván pouze v okamžiku rezonance pro docílení nižších spínacích ztát.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Ortuzar, M., Moreno, J., Dixon, J. Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2007, Vol. 54, No. 4, p.2147-2156, ISSN 0278-0046.
- [2] *Sinautec: Automobile Technologies, L.L.C.* [online]. 2008 [cit. 2011-04-19]. Dostupné z WWW: <<http://www.sinautecus.com/>>.
- [3] *Fuel Cells 2000: The Online Fuel Cell Information Resource* [online]. 2011 [cit. 2011-04-19]. Fuel Cell Vehicles. Dostupné z WWW: <<http://www.fuelcells.org/info/charts/carchart.pdf>>.
- [4] Sammes, N. *Fuel cell technology: reaching towards commercialization*. Springer, London 2006, ISBN 978-1-85233-974-6.
- [5] Zhang, J. *PEM fuel cell electrocatalysts and catalyst layers: fundamentals and applications*. Springer, London 2008, ISBN 978-1-84800-935-6
- [6] Larminie, J., Dicks, A. *Fuel cell system explained, 2nd edition*. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester 2003, ISBN 0-470-84857-X.
- [7] Thring, R. H. *Fuel cells for automotive applications*. Professional Engineering Publishing, Bury St. Edmunds 2004, ISBN 1-86058-423-3
- [8] Srinivan, S. *Fuel cells: from fundamentals to applications*. Springer, New York, NY 2006, ISBN 978-0387-25116-5
- [9] *Fuel Cells: Ballard Power Systems* [online]. 2011 [cit. 2011-04-20]. How Fuel Cells Work. Dostupné z WWW: <http://www.ballard.com/About_Ballard/Resources/How_Fuel_Cells_Work.htm>.
- [10] *UTC: The University of Tennessee at Chattanooga* [online]. 2011 [cit. 2011-04-20]. UTC Center for Energy, Transportation and the Environment. Dostupné z WWW: <http://www.utc.edu/Research/CETE/Resources/Images/hybrid_ballard.gif>.
- [11] Ballard Power Systems, Inc. *NexaTM Power Module User's Manual*, Document Number: MAN5100078, Revision: 0E, June 16, 2003.
- [12] Maher, B. *Gateway to a New Thinking in Energy Management - Ultracapacitors* [online prezentace]. Santa Clara Valley: The IEEE Product Safety Engineering Society, 2005, [cit. 2011-04-19]. Dostupný z WWW: <http://ewh.ieee.org/r6/scv/pses/ieee_scv_pses_jan05.pdf>.
- [13] Miller, J. Energy Storage Technology, Markets and Applications, Ultracapacitors in Combination with Lithium-ion [online prezentace]. Santa IEEE Rock River Valley Section, 2007, [cit. 2011-04-19]. Dostupný z WWW: <http://ieee.rackoneup.net/rrvs/07/Ultracapacitors_in_Combination_with_Lithium-ion.pdf>.
- [14] Kim, Young Ho. Ultracapacitor Technology Powers Electronic Circuits. *Power Electronics Technology* [online]. October 2003, No. 10, [cit. 2011-04-20]. Dostupný z WWW: <<http://powerelectronics.com/images/archive/310PET23.pdf>>. ISSN 1540-2800.

- [15] Zorpette, G. Super Charged. *IEEE Spectrum: Inside technology* [online]. January 2005, No. 1, [cit. 2011-04-20]. Dostupný z WWW: <<http://spectrum.ieee.org/energy/renewables/winner-super-charged>>. ISSN 0018-9235.
- [16] Maxwell Technologies, Inc. *Product Guide – Maxwell Technologies BOOSTCAP Ultracapacitors*, Document Number: 1014627.1, 2009.
- [17] Lisheng, Shi, Crow, M.L. Comparison of ultracapacitor electric circuit models, *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 2008, p.1-6, ISSN 1932-5517, ISBN 978-1-4244-1905-0.
- [18] Chlebiš, P. *Polovodičové měniče s měkkým spínáním*. VŠB-Technická Univerzita Ostrava, Ostrava 2004, ISBN 80-248-0643-6
- [19] Rashid, M.H. *Power Electronics Handbook, Second Edition*. Academic Press, California USA 2007, ISBN 978-0-12-088479-7
- [20] Kazimierczuk, M.K. *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. John Wiley & Sons, Ltd., Chichester 2008, ISBN 978-0-470-77301-7
- [21] Skvarenina, T.L. *The Power Electronics Handbook*, CRC Press, Florida USA 2002, ISBN 0-8493-7336-0
- [22] Dudrik, J. *Výkonové vysokofrekvenčné meniče s mäkkým spínaním*. Elfa, Košice 2007, ISBN 978-80-8086-055-4
- [23] Faktor, Z. *Transformátory a cívky*. BEN – technická literatura, Praha 1999, ISBN 80-86056-49-X
- [24] Caldeira, P., Liu, R., Dalal, D., Gu, W.J. Comparison of EMI performance of PWM and resonant power converters, *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, 1993, p. 134-140, ISBN 0-7803-1243-0
- [25] Chung, H., Hui, S.Y.R., Tse, K.K. Reduction of power converter EMI emission using soft-switching technique, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, 1998, Vol. 40, No. 3 p. 282-287, ISSN 0018-9375
- [26] Jovanovic, M.M. Merits and limitations of resonant and soft-switched converters, *Telecommunications Energy Conference, 1992. INTELEC '92., 14th International*, p. 51-58, ISBN 0-7803-0779-8
- [27] Lee, F.C. High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies, *Industrial Electronics Society, 1988. IECON '88. Proceedings., 14 Annual Conference of*, Vol. 3, p. 509-521
- [28] Ching, T.W., Chan, K.U. Review of soft-switching techniques for high-frequency switched-mode power converters, *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, 2008, p. 1-6, ISBN 978-1-4244-1848-0
- [29] Hua, G., Lee, F.C. Soft-switching techniques in PWM converters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 1995, Vol. 42, No. 6, p. 595-603, ISSN 0278-0046

- [30] Luo, F.L., Hong Ye, Rashid, M.H. Two-quadrant DC/DC ZVS quasi resonant Luo-converter, *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International*, Vol. 3, p. 1132-1137, ISBN 7-80003-464-X
- [31] Fang Lin Luo, Hong Ye, Rashid, M.H. Investigation of zero-voltage-switching four-quadrant DC-DC quasi resonant Luo-converter, *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, Vol. 2, p. 1063-1068, ISSN 0275-9306, ISBN 0-7803-7067-8
- [32] Himmelstoss, F.A., Ecker, M.E. Analyses of a bidirectional DC-DC half-bridge converter with zero voltage switching, *Signals, Circuits and Systems, 2005. ISSCS 2005. International Symposium on*, Vol. 2, p. 449-452, ISBN 0-7803-9029-6
- [33] Chau, K.T. A new pulsewidth-modulated zero-voltage-switching multi-resonant converter using resonant inductor freewheeling, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, Vol. 2, p. 984-990, ISBN 0-7803-1456-5
- [34] Tabisz, W.A., Lee, F.C. DC analysis and design of zero-voltage-switched multi-resonant converters, *Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE*, Vol. 1, p. 243-251
- [35] Tabisz, W.A., Lee, F.C. Zero-voltage-switching multi-resonant technique – a novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters, *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, Vol. 1, p. 9-17
- [36] Liu Kwang-Hwa, Lee, F.C. Zero-voltage switching technique in DC/DC converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1990, Vol. 5, No. 3, p. 293-304, ISSN 0885-8993
- [37] Kazimierczuk, M.K. Analysis and design of buck/boost zero-voltage-switching resonant DC/DC convertor, *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings G*, 1989, Vol. 136, No. 4, p. 157-166, ISSN 0956-3768
- [38] Tabisz, W.A., Gradzki, P.M., Lee, F.C. Zero-voltage-switched quasi-resonant buck and flyback converters-experimental results at 10 MHz, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1989, Vol. 4, No. 2, p. 194-204, ISSN 0885-8993
- [39] Faktor, Z. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. BEN – technická literatura, Praha 2002, ISBN 80-86056-91-0
- [40] Szychta, E. Multiresonant ZVS boost converter, *Electrical Power Quality and Utilisation, Journal*, 2005, Vol. XI, No. 2, p. 65-71
- [41] Mollov, S.V., Forsyth, A.J. Design and evaluation of a multi-resonant buck converter at 15 MHz, *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456)*, 1998, p. 139-144, ISSN 0537-9989
- [42] Nuno, F., Diaz, J., Sebastian, J., Lopera, J. A unified analysis of multi-resonant converters, *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, 1992, Vol. 2, p. 822-829, ISBN 0-7803-0695-3

- [43] Schoneman, G.K. A novel zero-voltage switched multiresonant converter, *Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE*, 1991, p. 195-201, ISBN 0-7803-0090-4
- [44] Luft, M., Szychta, E., Szychta, L. Method of designing ZVS boost converter, *Proceedings of the 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, p. 478-482, ISBN 978-1-4244-1742-1
- [45] Szychta E. ZVS operating region of multiresonant DC/DC boost converter, *Journal of Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2007, Vol. 6, No. 2, p. 60-62, ISSN 1336-1376
- [46] Vaculíková, P., Vaculík, E., a kolektiv. *Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů*, GRADA Publishing, 1998, ISBN 80-7169-568-8
- [47] Vondrášek, F., Langhammer, J., Peroutka, A., Měsíček, J., Molnár, J. *Projektování výkonových polovodičových měničů – vybrané stati*. Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň 2008, ISBN 978-80-7043-653-0
- [48] Krejčířík, A. *Napájecí zdroje III*. BEN – technická literatura, Praha 1999, 1. vydání, ISBN 80-86056-56-2
- [49] Jayashree, E., Uma, G. Design and implementation of zero-voltageswitching quasi-resonant positive-output Luo converter using analog resonant controller UC3861, *Power Electronics, IET*, 2011, Vol. 4, No. 1, p. 81-88, ISSN 1755-4535
- [50] Arulselvi, S., Biju, A.F., Uma, G. Design and simulation of fuzzy logic controller for a constant frequency quasi-resonant DC-DC converter, *Intelligent Sensing and Information Processing, 2004. Proceedings of International Conference on*, 2004, p. 472-476, ISBN 0-7803-8243-9
- [51] Taufik, Luther, P., Anwari, M., Digitally controlled ZVS quasi-resonant boost converter with M-type switch, *Intelligent and Advanced Systems, 2007. ICIAS 2007. International Conference on*, 2007, p. 823-828, ISBN 978-1-4244-1355-3
- [52] Eaksuwan, S., Bunlaksananusorn, C., Feedback control design of Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant DC-DC converters, *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2008. 5th International Conference on*, 2008, Vol. 2, p. 973-976, ISBN 978-1-4244-2101-5

PUBLIKAČNÍ ČINNOST

- [I] Pfof, Z.: Soft-Switching Utilization for Power Applications. In *Wofex 2010*. 2010, vol. 8., p. 110 -115, ISBN 978-80-248-2276-1
- [II] Pfof, Z., Vaculík, P.: *Ultracapacitors Utilization for Automotive Applications*. In časopise Acta Polytechnica, 2010, vol. 2010/1, vol. 50, p. 35-39, ISSN 1210-2709
- [III] Pfof, Z., Vaculík, P., Chlebiš, P., Hromják, M.: Měníče se zvýšenou účinností pro všeobecné použití. In *sborník EPVE09*. 2009, ISBN 978-80-214-3974-0
- [IV] Pfof, Z.: New Concept of a Converter for Ultracapacitors. In *Wofex 2009*. 2009, vol. 7., p. 18-23, ISBN 978-80-248-2028-6
- [V] Pfof, Z., Vaculík, P.: Using of Ultracapacitors for Automotive Applications. In *sborník POSTER 2009*, 2009, vol. 13., 1.
- [VI] Vaculík, P., Pfof, Z.: Experimentální výsledky s DC/DC měničem s ultrakapacitory v testovacím vozidle CityEl. In *sborník XXXI. celostátní konference o elektrických pohonech*, ISBN 978-80-02-02151-3
- [VII] Pfof, Z.: Soft-Switched Converter for Ultracapacitor. In *Wofex 2008*. 2008, vol. 6., p. 36-41, ISBN 978-80-248-1807-8
- [VIII] Vaculík, P., Pfof, Z.: Koncepce pohonu vozidla CityEl s využitím palivového článku. In *EPVE 2008*. ISBN 978-80-7204-603

Publikace, které jsou nebo budou uvedeny na Web of Science (<http://www.webofknowledge.com>).

- [IX] Chlebiš, P., Pfof, Z., Havel, A., Vaculík, P.: Soft-switched Converter for Ultracapacitors. In *PIERS 2011 Marrakesh, Progress In Electromagnetics Research Symposium*, 2011, p. 1430-1433, ISBN 978-1-934142-16-5, ISSN 1559-9450
- [X] Chlebiš, P., Havel, A., Vaculík, P., Pfof, Z.: Modern Instruments for increasing the Efficiency of the Energy Transfer in Electric Vehicles. In *EPE-PEMC 2010 – 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*. 2010, vol.14., p.89-93, ISBN 978-1-4244-7854-5
- [XI] Šimoník, P.; Chlebiš, P.; Pfof, Z.; Vaculík, P.: The New Type of Resonant Active Power Filter. In *EPE 2010 Brno*, 2010, vol. 11., p. 787-790, ISBN 978-80-214-4094-4
- [XII] Vaculík, P., Pfof, Z., Chlebiš, P., Moravčík, P.: Direct Torque Control Methods for Three-level Voltage Inverter. In *sborník EPE 2009*, Ostrava, 2009, vol.10., ISBN 078-80-248-1947-1

ŘEŠENÉ GRANTOVÉ PROJEKTY (člen řešitelského týmu za období 2009 - 2011)

- GAČR 102/08/0775: Nové struktury a řídicí algoritmy mobilních hybridních systémů
- IGA – Akumulace elektrické energie z obnovitelných zdrojů
- MPO ČR TIP FR-TI1/223 VAVEMOBIL – Vývoj, realizace a testování polovodičových měničů pro pohon elektromobilu

PŘÍLOHOVÁ ČÁST

PŘENOSOVÉ FUNKCE KVAZI-REZONANČNÍCH MĚNIČŮ

ZVS snižovací kvazi-rezonanční měnič pracující v půlcestném módu (half-wave mode)

Uvažujme, že pro bezeztrátový měnič se vstupní energie rovná energii výstupní, tedy $W_1 = W_Z$, potom

$$W_1 = U_1 I_Z (T_1 + T_5) + U_1 \int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt$$

$$W_Z = U_Z I_Z T_S$$

Určíme proud $i_{Lr}(t)$ na intervalu t_1 až t_4

$$\int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = \int_{t_1}^{t_3} i_{Lr}(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = \int_{t_1}^{t_3} I_Z \cos(\omega_0 t) dt + \int_{t_3}^{t_4} I_Z \cos \alpha + \frac{U_1}{L_r} t dt$$

$$t_3 - t_1 = T_2 + T_3 = \frac{\alpha}{\omega_0}$$

$$t_4 - t_3 = T_4 = \frac{L_r I_Z}{U_1} (1 - \cos \alpha)$$

$$\text{kde } \alpha = \pi + \arcsin\left(\frac{U_1}{Z_0 I_Z}\right) = \pi + \arcsin\left(\frac{r}{M}\right)$$

$$\int_{t_1}^{t_3} I_Z \cos(\omega_0 t) dt = \frac{I_Z \sin \alpha}{\omega_0} = \frac{I_Z \sin\left[\pi + \arcsin\left(\frac{U_1}{Z_0 I_Z}\right)\right]}{\omega_0} = -\frac{I_Z}{\omega_0} \cdot \frac{r}{M}$$

$$\int_{t_3}^{t_4} I_Z \cos \alpha + \frac{U_1}{L_r} t dt = \frac{I_Z^2 L_r \sin^2 \alpha}{2U_1} = \frac{I_Z}{\omega_0} \cdot \frac{r}{2M}$$

$$\int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = \frac{I_Z}{\omega_0} \left(\frac{r}{2M} - \frac{r}{M} \right) = -\frac{I_Z}{\omega_0} \cdot \frac{r}{2M}$$

Určíme proud I_Z pro intervaly T_1 a T_5

$$I_Z (T_1 + T_5) = I_Z [T_S - (T_2 + T_3 + T_4)] = I_Z \left[T_S - \frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{L_r I_Z}{U_1} (1 - \cos \alpha) \right] = \frac{I_Z}{\omega_0} \left[T_S \omega_0 - \alpha - \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right]$$

Určíme výslednou vstupní energii W_1

$$W_1 = \frac{U_1 I_Z}{\omega_0} \left[T_S \omega_0 - \alpha - \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) - \frac{r}{2M} \right]$$

Výsledná přenosová funkce má tvar

$$\frac{U_1 I_Z}{\omega_0} \left[T_S \omega_0 - \alpha - \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) - \frac{r}{2M} \right] = U_Z I_Z T_S$$

$$M = \frac{U_Z}{U_1} = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[\alpha + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) + \frac{r}{2M} \right]$$

ZVS zvyšovací kvazi-rezonanční měnič pracující v půlcestném módu (half-wave mode)

Uvažujme, že pro bezztrátový měnič se vstupní energie rovná energii výstupní, tedy $W_1 = W_Z$, potom

$$W_1 = U_1 I_1 T_S$$

$$W_Z = U_Z \int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt$$

Určíme proud $i_{Lr}(t)$ na intervalu t_1 až t_4

$$\int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = \int_{t_1}^{t_3} i_{Lr}(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = \int_{t_1}^{t_3} I_1 [1 - \cos(\omega_0 t)] dt + \int_{t_3}^{t_4} I_1 (1 - \cos \alpha) - \frac{U_Z}{L_r} t dt$$

$$t_3 - t_1 = T_2 + T_3 = \frac{\alpha}{\omega_0}$$

$$t_4 - t_3 = T_4 = \frac{L_r I_1}{U_Z} (1 - \cos \alpha)$$

$$\text{kde } \alpha = \pi + \arcsin\left(\frac{U_Z}{Z_0 I_1}\right) = \pi + \arcsin\left(\frac{r}{M}\right)$$

$$\int_{t_1}^{t_3} I_1 [1 - \cos(\omega_0 t)] dt = \frac{I_1 (\alpha - \sin \alpha)}{\omega_0} = \frac{I_1}{\omega_0} \left(\alpha + \frac{r}{M} \right)$$

$$\int_{t_3}^{t_4} I_1 (1 - \cos \alpha) - \frac{U_Z}{L_r} t dt = \frac{L_r I_1^2 \cos^2 \alpha - 2 L_r I_1^2 \cos \alpha + L_r I_1^2}{2 U_Z} = \frac{I_1}{\omega_0} \left[\frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) - \frac{r}{2M} \right]$$

$$\int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = \frac{I_1}{\omega_0} \left[\alpha + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) + \frac{r}{2M} \right]$$

Výsledná přenosová funkce má tvar

$$U_1 I_1 T_S = \frac{U_Z I_1}{\omega_0} \left[\alpha + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) + \frac{r}{2M} \right]$$

$$M = \frac{U_Z}{U_1} = \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_0} \left[\alpha + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) + \frac{r}{2M} \right]}$$

ZVS snižovací/zvyšovací kvazi-rezonanční měnič pracující v půlcestném módu (half-wave mode)

Uvažujme, že pro bezztrátový měnič se vstupní energie rovná energii výstupní, tedy $W_1 = W_Z$, potom

$$W_1 = U_1 I_L (T_1 + T_5) + U_1 \int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt$$

$$W_Z = U_Z \int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt$$

Určíme proud $i_{Lr}(t)$ na intervalu t_1 až t_4 ze vztahu pro W_1

$$U_1 \int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = U_1 \int_{t_1}^{t_3} i_{Lr}(t) dt + U_1 \int_{t_3}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = U_1 \int_{t_1}^{t_3} (I_1 + I_Z) \cos(\omega_0 t) dt + U_1 \int_{t_3}^{t_4} (I_1 + I_Z) \cos \alpha + \frac{U_1 + U_Z}{L_r} t dt$$

$$t_3 - t_1 = T_2 + T_3 = \frac{\alpha}{\omega_0}$$

$$t_4 - t_3 = T_4 = \frac{L_r (I_1 + I_Z)}{U_1 + U_Z} (1 - \cos \alpha)$$

$$\text{kde } \alpha = \pi + \arcsin \left[\frac{U_1 + U_Z}{Z_0 (I_1 + I_Z)} \right] = \pi + \arcsin \left(\frac{r}{M} \right)$$

$$\int_{t_1}^{t_3} (I_1 + I_Z) \cos(\omega_0 t) dt = \frac{(I_1 + I_Z) \sin \alpha}{\omega_0} = -\frac{I_Z (1 + M)}{\omega_0} \cdot \frac{r}{M}$$

$$\int_{t_3}^{t_4} I_Z \cos \alpha + \frac{U_1}{L_r} t dt = \frac{(I_1 + I_Z)^2 L_r \sin^2 \alpha}{2U_1 + 2U_Z} = \frac{I_Z (1 + M)}{\omega_0} \cdot \frac{r}{2M}$$

$$U_1 \int_{t_1}^{t_4} i_{Lr}(t) dt = -U_1 \frac{I_Z (1 + M)}{\omega_0} \cdot \frac{r}{2M}$$

Určíme proud I_L pro intervaly T_1 a T_5

$$I_L (T_1 + T_5) = I_L [T_s - (T_2 + T_3 + T_4)] = \frac{I_Z (1 + M)}{\omega_0} \left[T_s \omega_0 - \alpha - \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right]$$

Určíme výslednou vstupní energii W_1

$$W_1 = \frac{U_1 I_Z (1 + M)}{\omega_0} \left[T_s \omega_0 - \alpha - \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) - \frac{r}{2M} \right]$$

$$W_1 = \frac{U_1 I_Z (1 + M) \omega_0}{f_s} - \frac{U_1 I_Z (1 + M)}{\omega_0} \left[\alpha + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) + \frac{r}{2M} \right]$$

Z uvedeného postupu pro výpočet energie W_1 je zřejmý postup pro výpočet energie W_Z , takže

$$W_Z = \frac{U_Z I_Z (1 + M)}{\omega_0} \left[\alpha + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) + \frac{r}{2M} \right]$$

Výsledná přenosová funkce má tvar

$$M = \frac{U_Z}{U_1} = \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_0} \left[\alpha + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) + \frac{r}{2M} \right]} - 1$$

TABULKA ROZSAHU VÝKONŮ PRO MULTI-REZONANČNÍ DVOUKVADRANTNÍ SNIŽOVACÍ/ZVYŠOVACÍ MĚNIČ

Tabulka 1 – Rozsah spínací frekvence a výkonů pro multi-rezonanční snižovací/zvyšovací měnič

	Multi-rezonanční snižovací				Multi-rezonanční zvyšovací			
U_{UC1} [V]	$f_{S(max)}$ [kHz]	$P_{Z(min)}$ [W]	$f_{S(min)}$ [kHz]	$P_{Z(max)}$ [W]	$f_{S(max)}$ [kHz]	$P_{Z(min)}$ [W]	$f_{S(min)}$ [kHz]	$P_{Z(max)}$ [W]
0	153,85	20	125,00	35	---	---	---	---
5	166,67	70	117,65	170	---	---	---	---
10	181,82	75	105,26	360	---	---	---	---
15	200,00	40	97,09	560	---	---	---	---
20	200,00	20	80,00	1090	---	---	---	---
21,5	200,00	20	71,43	1360	51,28	500	38,46	1390
23	200,00	20	68,97	1380	51,28	840	39,22	1470
25	192,31	20	74,07	1305	71,43	555	47,62	1470
27	185,19	20	80,00	1230	70,42	660	50,00	1690
29	178,57	20	90,91	1155	69,44	760	52,36	1690
31	172,41	20	101,01	1050	70,42	805	54,05	1690
32	172,41	20	103,09	1025	68,03	1000	54,64	1720
33	166,67	20	106,38	990	68,49	1000	55,56	1725
35	166,67	20	112,36	930	102,04	1000	58,82	2275
37	166,67	20	116,28	900	109,89	1000	65,36	2500
39	166,67	20	120,48	850	112,36	1000	69,93	2500
41	166,67	20	125,00	775	114,94	1000	71,94	2500
43	166,67	20	125,00	800	117,65	1000	74,63	2500

FOTODOKUMENTACE LABORATORNÍHO TESTOVACÍHO MODELU KVAZI-REZONANČNÍHO MĚNIČE

